

### Способ обнаружения сигналов режима опознавания Mode 5

Опознавание воздушных объектов является важнейшей задачей в процессе функционирования информационно-управляющей системы истребителя и актуальной для повышения эффективности его боевого применения. Ее решение обеспечивает предотвращение поражения своих объектов при применении оружия. Особенности сигналов имитостойкого режима Mode 5 (M5) являются наличие опорной группы импульсов (синхрогруппы) с времяимпульсной модуляцией, определяющей подрежим опознавания, и частотная модуляция с непрерывной фазой (ЧМНФ, MSK – Minimal Shift Keying) импульсов преамбулы и подавления боковых лепестков (ПБЛ) 16-разрядной последовательностью Уолша [1].

Для организации радиоэлектронного подавления (РЭП) актуальной задачей является разработка и реализация специализированных алгоритмов обнаружения сигналов имитостойких режимов работы M5 систем опознавания противника [2]. На основе разведанной структуры запросных сигналов (ЗС) возможна реализация провоцирующих запросов ответчиков системы опознавания противника из банка (каталога запросных сигналов) для скрытого сопровождения летательного аппарата противника (без включения на излучения РЛС обнаружения/наведения) и формирование имитационных сигналов с искаженной информационной группой (ИГ) для перегрузки системы обработки системы опознавания.

Предлагается алгоритм обнаружения ЗС имитостойкого режима опознавания (ИРО) M5 системы Mk-12A, предполагающий поэтапный анализ разведываемых запросных сигналов (обнаружение по циклу «преамбула – ПБЛ – ИГ»), приведенный на рис. 1.

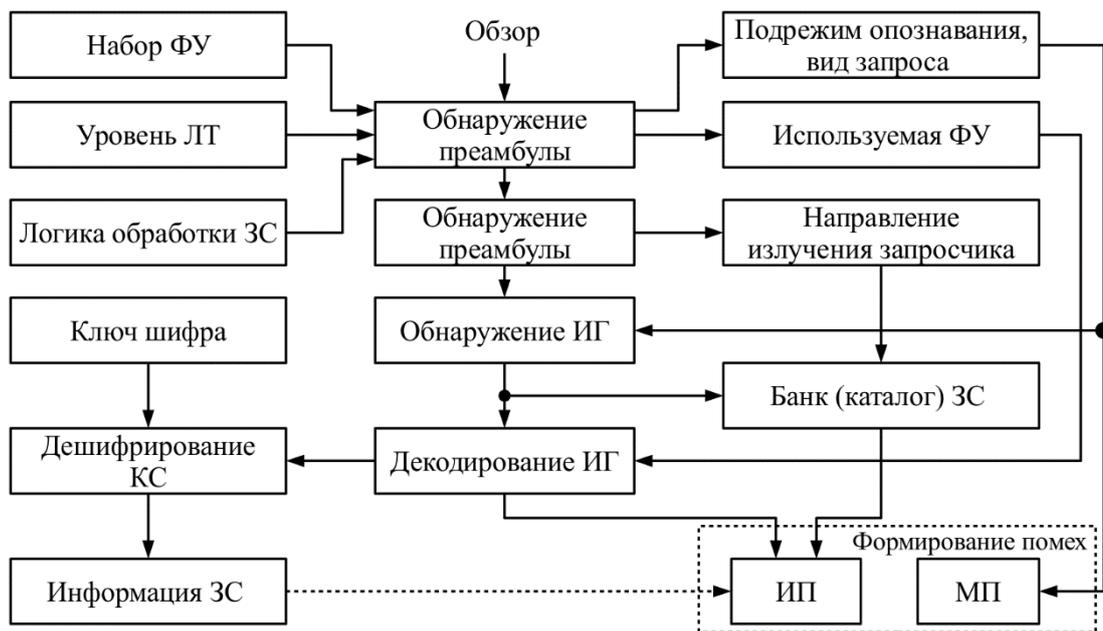


Рис. 1. Алгоритм обнаружения запросных сигналов режима M5

На рис. 1 введены обозначения: ФУ – функции Уолша; ЛТ – ложная тревога; КС – кодированное сообщение; ИП – имитирующая помеха; МП – маскирующая помеха. Основу алгоритма составляет методологический подход к обнаружению сигналов с модуляцией с непрерывной фазой в системах с кодовым разделением каналов [3, 4]. Алгоритм обнаружения ЗС Mode 5 включает прием и распознавание опорной группы (ОГ), состоящей из четырех импульсов преамбулы и импульса ПБЛ, из которых извлекается информация о подрежиме опознавания (M5L1 или M5L2), виде запроса, используемой функции Уолша и направлении излучения запросчика. Импульсы преамбулы представим в виде

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

$$g_k(t) = \sum_{n=0}^{L-1} a_k(n) p(t - nT), \quad (1)$$

где  $p(t)$  – импульс длительности;  $a_k(n)$ ,  $0 \leq n \leq L$  – кодовая последовательность ( $L = 16$ ), определяющая расстановку импульсов преамбулы во времени.

Последовательность Уолша длиной  $N$  для  $k$ -го адресного сигнала (импульсов преамбулы) определяется вектором  $\mathbf{b}_k = [b_k(1) \dots b_k(N)]^T$ . Эквивалентный сигнал имеет вид

$$s_k(t) = \sqrt{E_k} \sum_{i=0}^{N-1} b_k(i) g_k(t - iT), \quad (2)$$

где  $E_k$  – энергия сигнала на бит;  $N = 16$  – количество элементов в сигнале;  $T$  – длительность элемента (посылки) сигнала.

В соответствии с предложенным алгоритмом выбирается наиболее правдоподобная последовательность  $b_k(n)$ ,  $1 \leq n \leq N$ ,  $1 \leq k \leq K$  по принимаемой реализации  $r(t)$ . Функция правдоподобия в этом случае описывается выражением

$$\Lambda(\mathbf{b}) = \int_0^{NT+2T} \left[ r(t) - \sum_{k=1}^K \sqrt{E_k} \sum_{i=1}^N b_k(i) g_k(t - iT) \right]^2 dt. \quad (3)$$

Последовательность символов  $b_k(n)$  выбирается путем получения наилучшей линейной оценки величины  $\mathbf{b}_k$ , которая минимизирует логарифм функции правдоподобия [4]

$$\Lambda(\mathbf{b}_k) = (\mathbf{r}_k - \mathbf{R}_s \mathbf{b}_k)^T \mathbf{R}_s^{-1} (\mathbf{r}_k - \mathbf{R}_s \mathbf{b}_k), \quad (4)$$

где  $\mathbf{R}_s$  – матрица корреляции;  $\mathbf{r}_k = [r_1 \dots r]$  – вектор принятой реализации.

Программная реализация алгоритма обнаружения сигналов с расширением спектра чаще всего выполняется на основе вычисления взаимной корреляционной функции (ВКФ) принятой реализации и опорного сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье (БПФ) [5]. Одним из условий при исследовании эффективности алгоритма обнаружения ЗС режима М5 является наличие банка опорных сигналов. При имитационном моделировании приемника, например, в программном комплексе МВТУ 3.5 [6], возможно создание банка преамбул опорных ЗС.

Предложенная реализация алгоритма обнаружения ЗС в ПК «МВТУ» (формирование преамбулы опорного ЗС режима М5, зависящей от номера функции Уолша, кода преамбулы и задержки формирования преамбулы во времени; аналогичное формирование импульсов ПБЛ и ИГ опорного ЗС), может быть использована при исследовании эффективности алгоритма обнаружения запросных сигналов имитостойкого режима М5 при различных вариантах построения приемников, в том числе квазиоптимальных, на основе вычисления ВКФ принятой реализации и опорного сигнала с помощью БПФ.

### Литература

1. Леньшин А.В. Бортовые системы и комплексы радиоэлектронного подавления. – Воронеж: ИПЦ «Научная книга», 2014. – 590 с.
2. Леньшин В.В., Лебедев В.В. Характеристики обнаружения сигналов имитостойких режимов систем идентификации // Динамика сложных систем – XXI век. – 2015. – № 1. – т. 9. – С. 41-47.
3. Проксис Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью / Под ред. В.И. Борисова. Изд. 2-е. – М.: Радиософт, 2011. – 550 с.
5. Айфичер Э.С., Джервис Б.У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е издание. Пер. с англ. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
6. Инструкция пользователя ПК «Моделирование в технических устройствах» (ПК «МВТУ», версия 3.5) / О.С. Козлов и др. – М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2007. – 187 с.

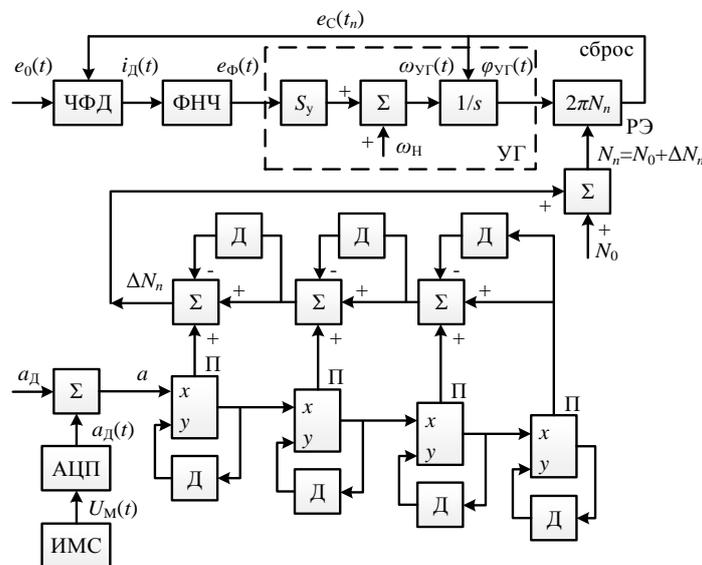
А.В. Леншин, В.П. Сидорчук, Д.В. Смирнов  
 ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»  
 г. Воронеж, ул. Старых Большевиков, 54а  
 andrey-lenshin@yandex.ru

**Нелинейная модель системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты**

В радиопередающих устройствах многих систем радиосвязи нашли широкое применение синтезаторы частот (СЧ) на основе систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) с частотно-фазовым детектором (ЧФД) с зарядовой накачкой (ЗН). Такие синтезаторы частот с дробно-переменными коэффициентами деления (ДДПКД) с дельта-сигма модуляторами (ДСМ) в схеме ИФАПЧ имеют ряд преимуществ: возможность получения сетки частот с мелким шагом в однокольцевом синтезаторе при сравнительно высокой частоте сравнения; улучшенные шумовые характеристики из-за малого коэффициента деления ДДПКД; высокое быстродействие [1]. Наличие ДДПКД с ДСМ в системе ИФАПЧ синтезатора приводит к появлению в спектре выходного сигнала помех дробности (ПД), которые искажают выходной сигнал [2, 3].

Целью настоящей работы является получение нелинейной модели системы ИФАПЧ, в которой частотная и фазовая модуляция выходного сигнала реализуется с помощью дельта-сигма модулятора, управляющего дробными делителями частоты для определения отношения (С/ИП) уровня сигнала (действующего значения амплитуды модулируемого сигнала) к уровню интегральной помехи (среднеквадратическому значению помех дробности и помех квантования по уровню в АЦП) на выходе системы ИФАПЧ.

Структурная схема исследуемой системы ИФАПЧ приведена на рисунке 1. Ток  $i_d(t)$  имеет импульсный характер и его вид зависит от очередности поступления на вход ЧФД сигналов  $e_0(t)$  и  $e_c(t)$ . ДСМ MASH1111, состоит из 4-х последовательно включенных накапливающих сумматоров (НС) ( $x+y$  и элемента задержки Д) и схемы кодирования, состоящей из 3-х сумматоров и 3-х элементов задержки. На схему кодирования с выхода НС поступают сигналы переполнения П. Период последовательности импульсов  $\Delta N_n$  зависит от емкости НС  $m$ , порядка ДСМ и числа  $a = a_d + a_m(t)$ , поступающего на вход первого НС ( $a_d$  определяет дробную составляющую частоты  $\omega_{yг}(t)$ ,  $a_m(t)$  – модуляционную составляющую частоты  $\omega_{yг}(t)$  (фазы  $\varphi_{yг}(t)$ )).



**Рис. 1. Структурная система ИФАПЧ с ДДПКД на основе ДСМ**

Для исследования нелинейной модели ИФАПЧ использовались следующие параметры

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

ИФАПЧ:  $T_0=1/16,382 \cdot 10^6$  с; показатель колебательности  $M=1,3$ ;  $m=2^{16}$ ; порядок ДСМ ( $dsm\_order$ ) для значения равного 3;  $A_M/\Delta$  для значений  $2^6$  и  $2^{10}$ ,  $\omega_M=2\pi \cdot 1250$  рад/сек для синусоидального модулирующего сигнала. Дополнительно принимались:  $N_0=64$ ;  $di=1$  – этому случаю соответствуют непрерывные линии,  $di=1,05$  – пунктирные линии и  $di=1,1$  – штрихпунктирные линии.

На рисунке 2 приведены зависимости отношения сигнала к уровню частотной интегральной помехи  $IPI_\omega$

$$IPI_\omega^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\omega M}(\omega) d\omega, \quad (1)$$

от частоты среза системы ИФАПЧ  $f_{CP}$  при  $A_M/\Delta=2^6$  (кривые 1) и  $A_M/\Delta=2^{10}$  (кривые 2).

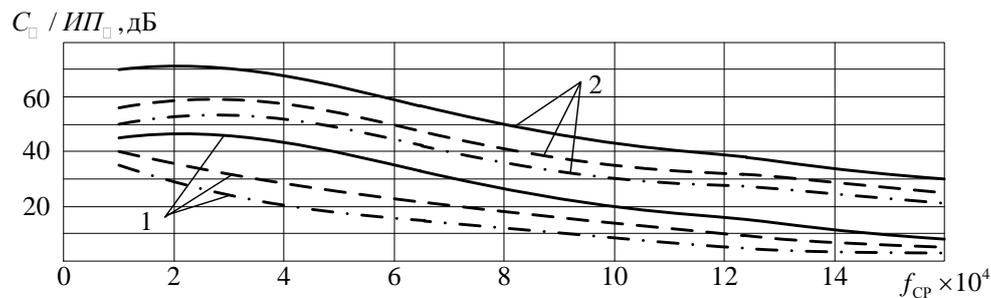


Рис. 2. Результаты расчетов  $20\lg(C_\omega / IPI_\omega)$  в нелинейной модели ИФАПЧ

Анализ результатов исследований нелинейной модели ИФАПЧ, представленных на рисунке 2 показывает:

- 1) увеличение степени нелинейности ЧФД с ЗН (увеличение  $di$ ) приводит к существенному увеличению ПД и ухудшению  $C/IPI$ ;
- 2) спектр помех квантования в АЦП при синусоидальном модулирующем сигнале сосредоточен в низкочастотной области;
- 3) при больших значениях  $A_M/\Delta$  и  $di > 1$  в составе сигнала УГ появляются дополнительные гармоники модулирующего сигнала;
- 4) с увеличением  $A_M/\Delta$  увеличивается соотношение  $C/IPI$ .

В работе представлена нелинейная модель системы ИФАПЧ с ДСМ и модуляцией непосредственно в ДДПКД. Уровень искажений модулированных сигналов, ранее полученный с использованием линейной модели, может использоваться как оценочный сверху. Для более точного определения уровня искажений сигналов на выходе ИФАПЧ необходимо пользоваться нелинейной моделью, учитывающей как нелинейный характер ДСМ, так и нелинейность часто используемого на практике ЧФД с ЗН. Эта нелинейная модель ИФАПЧ с ДСМ разработана в подсистеме SIMULINK5 системы MATLAB6.5 и может быть легко модернизирована не только для синусоидальных модулирующих воздействий, но и для различных импульсных сигналов.

### Литература

1. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.
2. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38-42.
3. Методы классической и современной теории автоматического управления: Учебник в 5-ти т.; 2-е изд., перераб. и доп. Т. 2: Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Под ред. К.А. Пупкова, Н.Д. Егупова. М.: МГТУ имени Н.Э. Баумана, 2004. 640 с.

### **Автоматизированная система контроля транспортных воздушных судов**

Контроль технического состояния бортового оборудования (БО) при подготовке воздушного судна (ВС) к полёту и во время полёта является одним из важнейших видов контроля работоспособности и направлен на своевременное выявление и локализацию отказов, а так же повышение достоверности предоставляемой экипажу информации.

Существуют инструментальный и информационный методы контроля технического состояния (ТС) ВС [1, 2]. Инструментальный метод контроля ТС предназначен для проверки функционирования изделия и выявления неисправности. Информационный метод контроля ТС направлен на контроль информации. При построении автоматизированных систем контроля (АСК) необходимо использовать различные методы контроля ТС ВС.

В настоящее время успешно эксплуатируется бортовая автоматизированная система контроля (АСК) ВС Ан-124, которая показала высокую эффективность.

Бортовая автоматизированная система контроля (БАСК) Ан-124 предназначена для непрерывного контроля технического состояния систем и оборудования самолета и выполнения на земле контрольных операций, предусмотренных единым регламентом технического обслуживания самолета в течении межрегламентного периода без демонтажа контролируемого оборудования с борта и без применения внешней контрольно-проверочной аппаратуры, с выдачей экипажу и наземному обслуживающему персоналу обработанной информации о техническом состоянии контролируемых систем и оборудования, а также для контроля действий экипажа.

БАСК ВС Ан-124 обеспечивает:

- сбор информации о техническом состоянии систем самолета;
- предварительную обработку информации о техническом состоянии систем самолета;
- обработку информации о техническом состоянии систем и радиоэлектронного комплекса (РЭК) самолета в соответствии с их алгоритмами контроля;
- хранение программной информации, констант и оперативной информации;
- формирование и вывод информации о техническом состоянии систем самолета;
- формирование и выдачу стимулирующих сигналов в системы ВС;
- самоконтроль, обеспечивающий программный поиск и индикацию места неисправности или отказа в системе с глубиной до конструктивно сменной единицы.

Оперативная информация, требующая немедленной реакции экипажа, выводится на светосигнальные табло САС, мнемоиндикаторы систем и светосигнализаторы. Оперативная информация, не требующая немедленной реакции экипажа, выводится на экран блок индикации (БИ).

Документальная информация для наземного персонала выводится на бумажной ленте.

Вывод информации происходит без перерыва цикла контроля. Информация на БИ появляется в виде информационных кадров. Информация обновляется автоматически с частотой 1 Гц.

На БИ выводятся информационные кадры трех типов:

- кадр по самолету в целом;
- кадры по контролируемым системам;
- кадры об одном или нескольких параметрах одной системы.

Текстовый кадр по контролируемой системе формируется при возникновении в ней одной или нескольких ситуаций, сообщения о которых подлежат выводу на БИ. Если все тексты сообщений не помещаются в один кадр, то формируется несколько кадров, которые нумеруются [1]. Параметрический кадр по контролируемой системе формируется по группам параметров, относящихся к данной системе.

Бортовая система технического обслуживания (БСТО) устанавливается на ВС Ан-148. БСТО ВС Ан-148 (БСТО-148) информирует экипаж воздушного судна об случившихся отказах с момента выполнения подготовки судна к полету и во время полета. Информация об отказах аккумулируется на жестком цифровом накопителе (ЖЦН). Данная система принимает сигналы датчиков систем по 96 каналам связи. ЖЦН емкостью 4 ГбТ позволяет регистрировать 2048 параметров в течении 6 часов полета и запоминать 1024 последних отказа.

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

Рассмотренные БАСК-124 и БСТО-148 не позволяют осуществлять параметрический контроль работы агрегатов и бортовых систем, отсутствует реализация алгоритмов обработки данной информации в бортовой цифровой вычислительной машине (БЦВМ). А регистрация отказов не позволяет выявить сбои в работе оборудования и перемежающиеся отказы.

Автоматизированная система контроля транспортного (АСКТ) ВС должна диагностировать работоспособность бортового оборудования во время подготовки ВС и при выполнении полетного задания. Результаты диагностики необходимо аккумулировать на носителе информации для обработки на земле группой оперативного контроля, а в случае необходимости информировать экипаж об отказе системы во время полета для выработки и принятия оперативных действий. Так же результаты диагностики бортового оборудования могут быть использованы специалистами групп обслуживания и ремонта для анализа работы систем и своевременного предупреждения и прогнозирования будущих отказов.

Достоинствами АСКТ ВС являются:

- возможность непрерывного контроля работоспособности оборудования в полете и на земле;
- сокращение номенклатуры средств контроля и времени определения технического состояния

(ТС) контролируемых объектов;

- возможность регистрации значений параметров систем в полете с целью использования данной информации при наземных подготовках и прогнозировании ТС объектов, а так же для контроля действий экипажа ВС при выполнении поставленных задач;

- мобильность и автономность системы контроля.

Наряду с достоинствами АСКТ ВС имею и недостатки:

- увеличение сложности и массы бортового оборудования;
- глубина поиска места отказа до конструктивно сменной единицы.

### Литература

1. Кучерявый А.А. Бортовые информационные системы: Курс лекций / А.А. Кучерявый. – Ульяновск: УлГТУ, 2004. — 505 с.
2. Руководство по летной эксплуатации самолета Ан-124-100. Часть 2. 2003. – 326 с.

### Технология обнаружения преамбулы расширенного сквиттера в технологии АЗН-В

Преамбула определяет начало приема расширенного сквиттера. Процесс имеет два выходных параметра:

- (1) стартовое время начала сигнала;
- (2) опорный уровень приема сигнала;

Этот процесс включает в себя проверку, в течение приема первых 5 битов в блоке данных и ряда других проверочных тестов.

Процесс выделения преамбулы оперирует с данными представленными в виде отсчетов видеосигнала. В частности частота дискретизации – 10МГц, хотя были определены другие эффективные частоты дискретизации, например 8МГц. В разработке этих усовершенствованных методов декодирования, были протестированы частоты 8 МГц и 10 МГц. Было установлено, что частота 10 МГц обеспечивает лучшую производительность приема. В общем случае более высокая  $f_d$  обеспечивает лучшую обработку из-за большего числа отсчетов на каждый бит данных. Частота в 10 МГц выборки показатель осуществления был использован установить производительность приема, необходимых для оборудования класса А3, и 8 МГц выборки показатель осуществления был использован для установки требуемой производительности для оборудования класса А2.

Процесс выделения преамбулы является успешным, если обнаружены 4 импульса, соответствующие критериям преамбулы для режима S. Критерии определения преамбулы:

- Обнаружены 4 импульса имеющих тайминги 0 - 1.0 - 3.5 - 4.5 микросекунд.
- Два или более из них имеют передний фронт.
- Остальные имеют корректное положение импульса.
- Отклонение по отсчетам составляет +1 или -1(но не одновременно)

Создание программного обеспечения для решения поставленной задачи осуществлялось в среде программирования NI LabVIEW 2013 с модулем NI LabVIEW Real Time. Для реализации системы была использована платформа на основе шасси NI PXIe 1085. Структурная схема испытательного стенда представлена на рисунке 1.

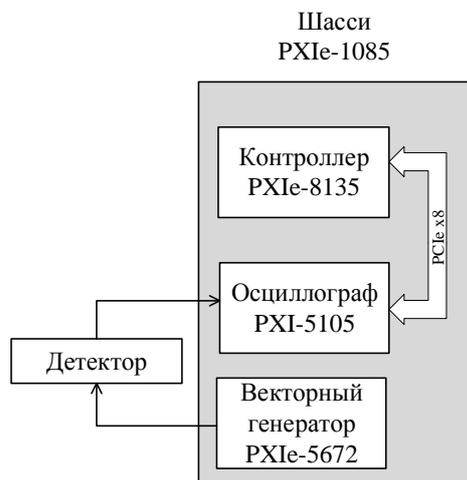


Рис. 1. Испытательный стенд модели приемника АЗН-В

#### Литература

1. <http://www.ni.com/pxi/> – раздел на сайте National Instruments

### Решение задачи векторной оптимизации РЛС с адаптивной антенной решеткой, подавляющей активные помехи, методом малого параметра

Адаптивная радиолокационная система с корреляционными обратными связями, использующая многоканальный градиентный алгоритм для подавления помех, может быть представлена блок-схемой, изображенной на рисунке 1.

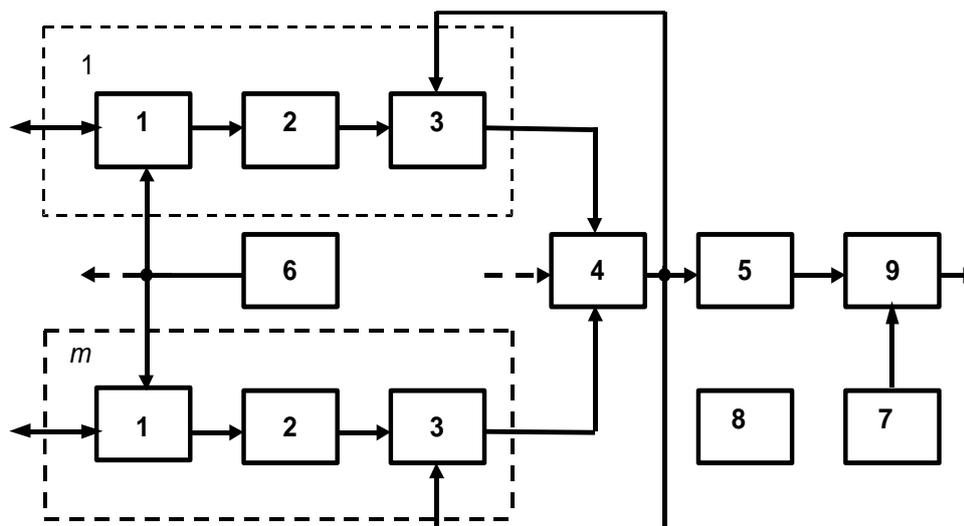


Рис. 1. Блок-схема РЛС с адаптивной антенной решеткой

Здесь: 1 - приемно-передающий модуль (ППМ); 2 - усилитель промежуточной частоты (УПЧ); 3 - канальная часть пространственного адаптивного фильтра (ПАФ); 4 - сумматор выходов каналов ( $\Sigma$ ); 5 - временной согласованный фильтр (ВФ); 6 - устройство формирования сигнала (УФС); 7 - поворотное устройство (ПУ); 8 - источник питания (ИП); 9 - индикатор кругового обзора (ИКО).

Многокритериальная модель радиолокационной системы с адаптивной антенной решеткой, векторную оптимизацию которой необходимо произвести, представляет собой аналитические выражения для 9 целевых функций, зависящих от 20 переменных и 11 фиксированных параметров.

К целевым функциям модели относятся: стоимость системы, среднее и дисперсия отношения шум/сигнал на выходе, среднее и дисперсия времени адаптации, вероятность отказа системы, а также размеры элемента разрешения по азимуту, углу места и дальности. Отношение шум/сигнал на выходе и время адаптации, являющиеся функциями случайного числа отказавших каналов, вычисляются на основе результатов, полученных в [1]. Предполагается, что входящую в число целевых функций стоимость можно аппроксимировать позиномом [2] с числом слагаемых, равным числу блоков РЛС. Набор переменных каждого слагаемого позинома и знак степени каждой переменной определяются из физических соображений.

К переменным параметрам модели относятся: интенсивности отказов функциональных блоков системы, импульсная мощность и длина волны передатчика, спектральная плотность собственного шума приемника, полоса сигнала, а также размеры его баз по азимуту, углу места и дальности, период повторения зондирующего импульса, постоянная времени и коэффициент усиления разомкнутой цепи обратной связи, коэффициент усиления УПЧ по мощности.

К постоянным параметрам модели относятся: количество и средняя спектральная плотность помех, ЭПР, высота и дальность летательного аппарата, время работы, время обзора, а также размер зоны обзора по азимуту и углу места.

Задача векторной оптимизации математической модели РЛС решается сведением к задаче нелинейного параметрического программирования [3]. В качестве скалярной целевой функции выделяется стоимость, остальные показатели качества фиксируются.

По двум переменным: длине волны и базе сигнала по дальности оптимизация не проводится. По одной переменной: периоду повторения, экстремума нет, стоимость монотонно возрастает,

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

поэтому выбирается минимально возможное значение. Еще три переменные однозначно определяются тремя показателями качества, задающими размеры элемента разрешения. Предполагается, что на оставшиеся переменные параметры не накладывается никаких ограничений, в том числе и ограничений не отрицательности, следующих из физических соображений.

Полученная задача минимизации с ограничениями-равенствами решается методом множителей Лагранжа с использованием малого параметра [4]. Малый параметр вводится, исходя из предположения, что при добавлении устройств, обеспечивающих адаптацию, происходит не слишком большое увеличение стоимости РЛС и стационарного отношения шум/сигнал. Сначала решается порождающая задача оптимизации, получаемая из исходной при малом параметре, равно нулю, а затем – вспомогательная, значение целевой функции которой в оптимальной точке дает поправку к оптимальному значению целевой функции порождающей задачи. В сумме получается приближенная многомерная диаграмма обмена показателей качества. На третьем этапе по результатам решения вспомогательной задачи вычисляется поправка к решению порождающей задачи.

Порождающая задача фактически представляет собой задачу оптимизации РЛС с антенной решеткой при полной информации относительно помех, когда устройства, обеспечивающие адаптацию не нужны. При решении порождающей задачи предполагается, что степень влияния уровня собственного шума приемника на стоимость приема-передающего модуля больше, чем влияние импульсной мощности передатчика, а интенсивности отказов блоков, образующих одноканальную часть РЛС, входят в позицию стоимости в одинаковых степенях.

Вспомогательная задача, в свою очередь, представляет собой задачу оптимизации той части РЛС, которая обеспечивает адаптивное подавление помех. При решении вспомогательной задачи вводится допущение о равенстве степеней, с которыми интенсивности отказы блоков, добавленных для адаптации, входят в позицию стоимости.

При рассмотрении конкретного примера оказалось, что результаты оптимизации РЛС с адаптивной антенной решеткой, полученные методом малого параметра, будут приемлемыми, если отношение суммарной стоимости УПЧ и канальной части адаптивного фильтра к стоимости приема-передающего модуля не превышает 0,5 в оптимальной точке.

### Литература

1. Терсин В.В. Переходные процессы в многоканальных системах с корреляционными обратными связями // Радиотехника. - Киев, 1987. - 12 с. - Деп. в ВИНТИ 20.05.87, №3582-87.
2. Даффин Р., Питерсон Э., Зенер К. Геометрическое программирование. – М.: Мир, 1972. - 311 с.
3. Гуткин Л.С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества. - М.: Сов. радио, 1975. - 368 с.
4. Первозванский А.А. , Гайцгори В.Г. Декомпозиция, агрегирование и приближенная оптимизация. – М.: Наука, 1979. - 344 с.

### Особенности модуляции в системах импульсно-фазовой автоподстройки частоты с дельта-сигма модуляторами

В качестве возбудителей радиопередающих устройств часто широко используются синтезаторы частот (СЧ) с системами ИФАПЧ с частотно-фазовым детектором (ЧФД) с зарядовой накачкой (ЗН). Возможность получения непосредственно в СЧ с системой ИФАПЧ частотно-фазового модулированного сигнала значительно упрощает тракт радиопередающего устройства [1]. Применение в таких системах ИФАПЧ делителей частоты с дробно-переменными коэффициентами деления (ДДПКД) с дельта-сигма модуляторами (ДСМ), имеющими большие ёмкости накопителей ( $m = 2^{12}, 2^{18}, \dots, 2^{22}$ ), позволяет вводить сигнал модуляции непосредственно в схему делителя [2]. Однако применение ДДПКД с ДСМ приводит к возникновению побочных гармонических составляющих в спектре выходного сигнала (ПД – помехи дробности), которые искажают выходной сигнал модуляции [3, 4]. Определим отношение (С/ИП) уровня сигнала (С) к уровню интегральной помехи (ИП) на выходе системы ИФАПЧ. Под уровнем сигнала будем понимать действующее значение амплитуды модулируемого сигнала, под уровнем интегральной помехи – среднеквадратическое значение помех дробности и помех квантования по уровню в АЦП, пересчитанные к выходу системы ИФАПЧ.

Линеаризованная модель ИФАПЧ с режимом модуляции приведена на рисунке 1. На рис. 1 приняты обозначения  $S_{\omega_{УГ}}(\omega)$ ,  $S_{\varphi_{УГ}}(\omega)$  – частотный и фазовый спектр УГ соответственно. На линейную модель системы ИФАПЧ в составе сумматора СУМ1, усилительного звена  $i_M / 2\pi$ , где  $i_M$  – амплитуда токов ЗН, ФНЧ с передаточной функцией  $G(s)$ , УГ с передаточной функцией  $S_y / s$ , ДДПКД с передаточной функцией  $1/N_0$  подается сигнал модуляции  $\frac{2\pi * U_M(t)}{N_0 * \Delta}$ , который проходит дополнительно через звенья: Д – дискретизатор по времени,  $z^{-1}$  – звено задержки на  $l$  тактов опорного сигнала  $e_0(t)$ , усилительное звено  $1/m$ , где  $m$  – емкость накопительных сумматоров ДСМ, сумматор СУМ2, И – интегратор с передаточной функцией  $1/(1-z^{-1})$ , где  $z^{-1} = e^{-sT_0}$ ,  $T_0$  – период опорного сигнала  $e_0(t)$ ,  $\mathcal{E}_0$  – экстраполятор нулевого порядка с передаточной функцией  $(1-z^{-1})/s$ .

На систему ИФАПЧ через СУМ2, звено И, элемент  $\mathcal{E}_0$ , кроме того, поступают помехи квантования по уровню в АЦП от источника шума (ИШ\_аци), представленные в виде белого шума со спектральной плотностью  $(2\pi)^2 * T_0 / 12N_0^2$  (такая статистическая модель помех квантования справедлива только для быстро меняющихся сигналов модуляции, а также помехи квантования по уровню в ДСМ от источника шума (ИШ\_дсм), представленные в виде белого шума с той же спектральной плотностью  $(2\pi)^2 * T_0 / 12N_0^2$ ). Помехи АЦП проходят через звенья Д,  $z^{-1}$ ,  $1/m$ , а помехи ДСМ проходят через дискретизатор Д и формирующий фильтр (ФФ) с передаточной функцией  $(1-z^{-1})^{dsm\_order}$ , где  $dsm\_order$  – порядок ДСМ (для ДСМ на рисунке 1  $dsm\_order=4$ ).

Секция 10. Мониторинг окружающей среды

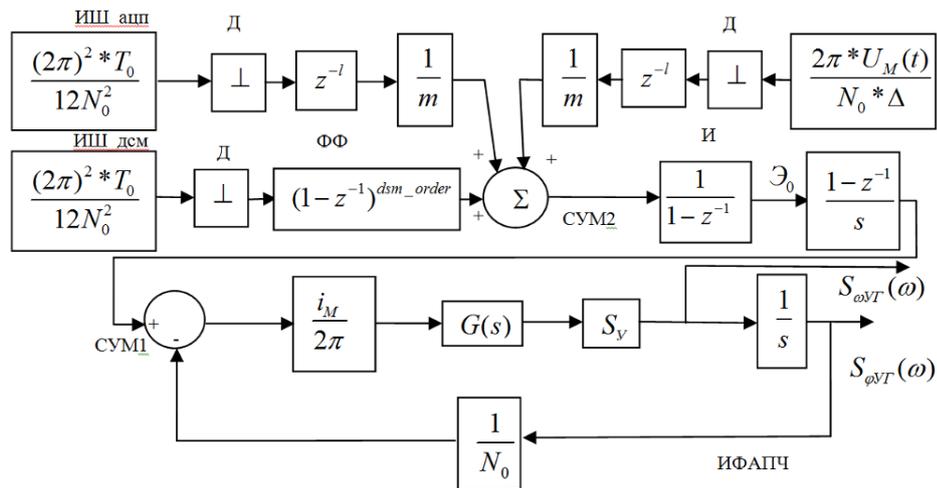


Рис. 1. Линеаризованная модель ИФАПЧ с режимом модуляции

Для синусоидального модулирующего сигнала  $U_M(t) = A_M \sin(\omega_M t + \varphi_M)$  в соответствии со схемой амплитуду частотно-модулированного сигнала  $A_{\omega M}$  и амплитуду фазомодулированного сигнала  $A_{\varphi M}$  на выходе ИФАПЧ будут иметь вид

$$A_{\omega M} = \frac{2\pi A_M}{\Delta * m * T_0} |G_{\text{ИФАПЧ}}(j\omega_M)|, \quad A_{\varphi M} = A_{\omega M} / \omega_M,$$

где  $G_{\text{ИФАПЧ}}(j\omega)$  – амплитудно-фазовая характеристика замкнутой системы ИФАПЧ.

Из анализа рисунка 1 следует также, что уровень частотно-модулированного синусоидального сигнала на выходе ИФАПЧ можно менять с шагом  $\Delta A_{\omega M} = 2\pi / m * T_0$ . Если система ИФАПЧ имеет астатизм по фазе, то для модулирующего сигнала вида  $U_M(t) = A_M \cdot [1(t) - 1(t - T_0)]$  (здесь  $1(t)$  – единичная ступенчатая функция) то на рисунке стационарное значение фазы УГ можно найти в виде  $A_{\varphi УГ} = 2\pi F(A_M / \Delta) / m$ . Очевидно, что фазу колебания УГ можно изменять с шагом  $\Delta A_{\varphi УГ} = 2\pi / m$  и использовать систему ИФАПЧ в качестве дискретного фазовращателя или задающего устройства для реализации относительной фазовой телеграфии (ОФТ).

По результатам анализа моделирования, можно сделать следующие выводы: 1) повышение порядка ДСМ с 3 до 4 уменьшает уровень  $20\lg(\text{ИП}_\varphi)$  и  $20\lg(\text{ИП}_\omega)$ ; 2) существенный вклад в  $20\lg(\text{ИП}_\varphi)$  при  $m = 2^{16}$  вносят шумы квантования АЦП; 3) заметный вклад шумов квантования АЦП в  $20\lg(\text{ИП}_\omega)$  осуществляется при  $f_{cp} < 4$  кГц; 4) отношение С/ИП монотонно уменьшается с ростом  $f_{cp}$ .

Уровень искажений модулированных сигналов, полученный с использованием линейной модели системы ИФАПЧ с ДСМ и модуляцией непосредственно в ДДПКД может использоваться как оценочный сверху. Для более точного определения уровня искажений сигналов на выходе ИФАПЧ необходимо пользоваться нелинейной моделью, учитывающей как нелинейный характер ДСМ, так и нелинейность часто используемого на практике ЧФД с ЗН.

Литература

1. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.
2. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К. Представление дельта-сигма модулятора генератором «цветного» шума при определении уровней помех дробности в синтезаторах частот // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. № 3. С. 110–119.
3. Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.
4. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Романов С.К., Тихомиров М.Н. Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты // Радиотехника. 2012. № 5. С. 74–78.

### Исследования частотных свойств модового разделителя трехдиапазонной антенны РМС с компенсацией фоновых шумов

СВЧ радиометрические системы предоставляют большие возможности по оперативной оценке состояния окружающей среды, при этом современное направление развития СВЧ радиометрии связано с переходом к многочастотным измерениям [1].

При анализе перспектив построения СВЧ радиометрических систем зондирования атмосферы были выявлены частотные диапазоны, данные измерения собственного радиощумового излучения атмосферы в которых позволяют оценить состояние облачности. Центральные частоты таких диапазонов были приняты равными 3.5 ГГц, 10 ГГц и 22 ГГц, а ширина каждого диапазона - 1 ГГц.

Для выполнения компенсации влияния фонового шума в [2] было предложено выполнить двухканальный прием с формированием на выходе дополнительного канала сигнала адекватного помеховой составляющей основного измерительного сигнала при реализации двухмодового режима приема с разделением мод в специальном устройстве – модовом разделителе. Переход к многочастотным измерениям определил необходимость решения задач соосного совмещения модовых разделителей трех частотных диапазонов и последовательной частотной фильтрации сигналов. Решение указанных задач определило последовательную схему построения трехдиапазонного модового разделителя с установкой частотных фильтров в первых двух секциях. Схема модового разделителя представлена на рис. 1.

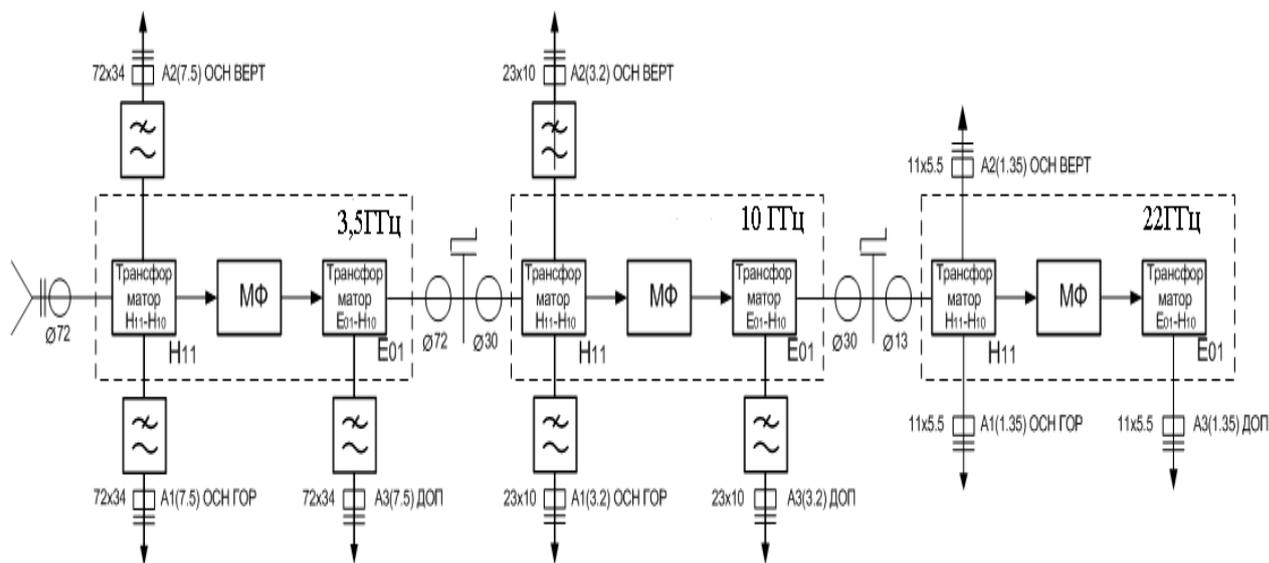


Рис.1. Структурная схема модового разделителя

В соответствии с геометрическими размерами модового разделителя, определенными из условий его функционирования в двухмодовом режиме, была построена модель в программе MicroWave Studio для оценки условий прохождения входных сигналов в трех последовательных секциях.

Были получены результаты численного анализа частотных свойств модового разделителя в трех диапазонах – данные по коэффициентам передачи сигналов с входа антенны на выходы основных и дополнительных каналов в трех секциях. Обобщенные результаты моделирования приведены в Таблице.

Характеристики модового разделителя антенны трехдиапазонной РМС с компенсацией фоновых шумов

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

Центральная частота диапазона, ГГц	Коэффициент передачи основных каналов, дБ	Коэффициент изоляции между основным и дополнительным каналом, дБ
Первая секция антенного устройства		
3,5	-1,5	-25
10	-35	-
22	-30	-
Вторая секция антенного устройства		
3,5	-55	-100
10	-1	-
22	-38	-
Третья секция антенного устройства		
3,5	-60	-
10	-55	-
22	-1,5	-80

Полученные результаты моделирования позволили сделать вывод о возможности реализации частотного разделения сигналов трех диапазонов при последовательном прохождении трех секций в основных и дополнительных каналах при соосном приеме радиозумового излучения на общую апертуру антенны СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы.

### Литература

1. В.Д.Степаненко и др. Радиотеплолокация в метеорологии/ Л.:Гидрометеиздат. – 1987. – 284 с.
2. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех// Федосеева Е.В. Опубл.: 20.02.2010 Бюл. №5.

### Оценка поляризационных свойств модового разделителя двухканальной антенны РМС

При дистанционном зондировании окружающей среды СВЧ радиометрическими системами дополнительная информация может быть получена при выполнении измерений мощности радиошумового излучения на ортогональных поляризациях. Поэтому задача введения режима поляриметрических измерений в СВЧ радиометрических системах является актуальной с точки зрения повышения информативности.

В [1-2] показано, что при выполнении радиометрических измерений в природных условиях важной является задача выделения информационной составляющей входного сигнала системы при условии ограниченной пространственной селективности антенны. Один из способов решения указанной задачи – компенсация помеховой составляющей входного сигнала, обусловленного приемом фонового излучения через область рассеяния диаграммы направленности антенны. Для получения сигнала компенсации в [3] предложено введение дополнительного канала приема в антенне при использовании двухмодового режима ее работы с установкой специального устройства разделения сигналов – модового разделителя.

Для осуществления поляриметрических измерений в СВЧ радиометрической системе предлагается организовать в модовом разделителе два выхода по основному сигналу во взаимно перпендикулярных плоскостях, в результате в системе выполняется прием основного измеряемого сигнала на двух линейных ортогональных поляризациях. Конструкция модового разделителя представлена на рис.1, на котором введены следующие обозначения: 1 – круглый волновод, обеспечивающий двухмодовый режим приема; 1 и 2 – выходы по основному сигналу на двух взаимно перпендикулярных поляризациях; 3 – выход по дополнительному сигналу компенсации; МФ – модовый разделитель для развязки основного и дополнительного сигналов.

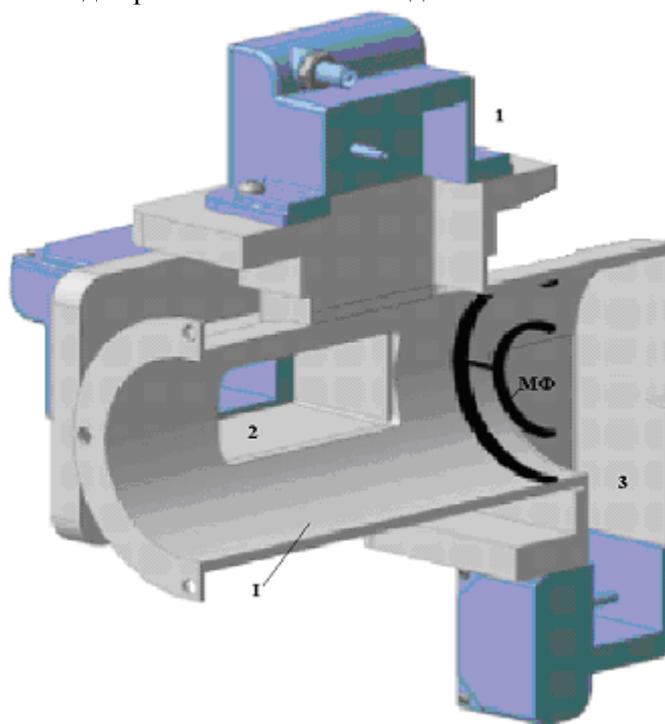


Рис. 1. Модовый разделитель двухканальной антенны

Для оценки поляризационных свойств модового разделителя двухканальной антенны было выполнено моделирование характеристик передачи модового разделителя с двумя выходами по основному измерительному каналу на вертикальной и горизонтальной поляризации в Microwave Studio. Результаты моделирования представлены на рис. 2 - 3.

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

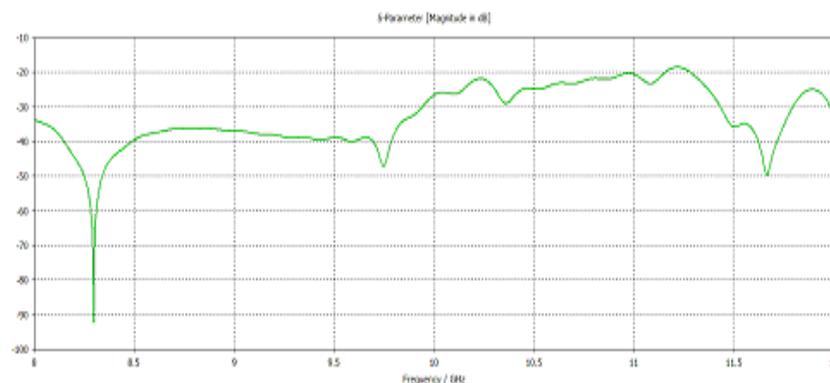


Рис. 2. Коэффициент передачи (поляризационная развязка) между основными выходами модового разделителя на горизонтальной и вертикальной поляризации

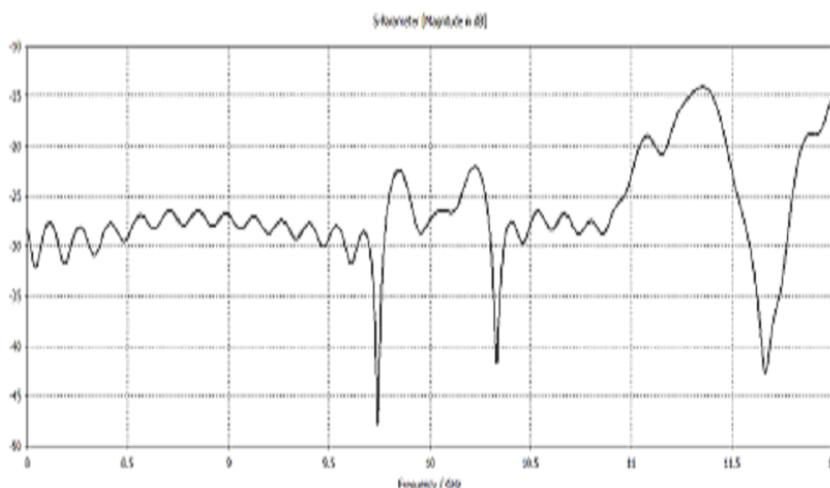


Рис. 3. Коэффициент передачи (развязка) между основным и дополнительным выходами модового разделителя

Полученные результаты показали наличие поляризационной развязки между двумя основными каналами модового разделителя на вертикальной и горизонтальной поляризации на уровне -20 дБ (рис.3) при изоляции основного и дополнительного каналов не менее 25 дБ (рис.1). Это позволяет сделать выводы о возможности реализации поляриметрических измерений в СВЧ радиометрической системе с компенсацией фоновых шумов на основе специально организованного двухканального приема.

### Литература

1. В.Д.Степаненко и др. Радиотеплолокация в метеорологии/ Л.:Гидрометеиздат. – 1987. – 284 с.
2. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука. 1973. – 416 с.
3. Патент на полезную модель № 91630 Радиометрическая система с компенсацией аддитивных внешних фоновых помех// Федосеева Е.В. Оpubл.: 20.02.2010 Бюл. №5.

### Результаты СВЧ радиометрических измерений при введении внешнего источника шумового сигнала

Одна из важных задач, решаемая при построении СВЧ радиометрических систем дистанционного зондирования природных сред, - калибровка. Она позволяет однозначно связать уровень выходного сигнала системы с величиной мощности собственного радиошумового излучения природных сред, характеризуемой радиояркостной температурой. Эта задача решается путем нахождения соответствия уровней выходного сигнала с его величиной при приеме радиошумового излучения калиброванных источников. Так в частности в качестве низкотемпературного источника используется радиошумовое излучение безоблачной атмосферы в зените, а в качестве высокотемпературного источника – широкоапертурные источники – эквиваленты черного тела [1-2].

Для решения задачи оперативной калибровки СВЧ радиометрической системы дистанционного зондирования атмосферы был рассмотрен вариант использования в качестве источника калиброванного радиошумового излучения полупроводникового генератора шума, соединенного с рупорной антенной, раскрыв которой установлен в центре зеркала антенны радиометрической системы (рис.1).



Рис. 1. К задаче введения в СВЧ радиометрическую систему сигнала генератора шума  
1 – радиометр, 2 – раскрыв рупора антенны генератора шума

Выполнение приема радиошумового излучения атмосферы СВЧ радиометрической системой показал наличие линейно нарастающего участка выходного сигнала, соответствующего изменению уровня сигнала генератора шума, а также горизонтального участка отсутствия зависимости выходного сигнала от изменения уровня сигнала генератора шума (рис.2).

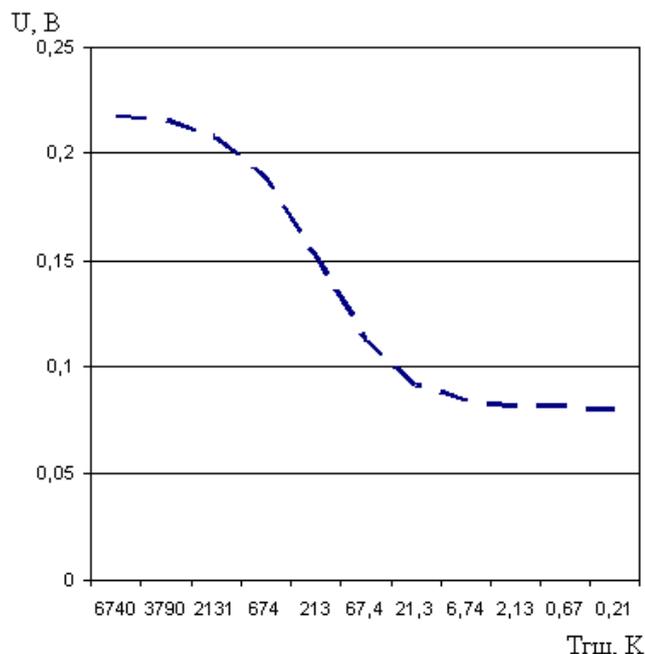


Рис. 2. Зависимость уровня выходного сигнала СВЧ радиометрической системы от уровня сигнал генератора шума

Полученные результаты свидетельствуют о возможности построения системы калибровки на основе внешнего генератора шума, сигнал которого поступает на вход радиометрической системы через раскрыв облучателя.

Наличие горизонтального участка зависимости выходного сигнала от уровня сигнала генератора шума (рис.2) позволяет предположить возможность реализации способа измерения радишумовго излучения аналогичного нулевому способу, применяемому в радиометрах, при введении внутреннего источника калиброванного шумового сигнала.

#### Литература

1. В.Д.Степаненко и др. Радиотеплолокация в метеорологии/ Л.:Гидрометеоиздат. – 1987. – 284 с.
2. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука. 1973. – 416 с.

### **Влияние маневра источника навигационной информации на точность оценки координат воздушного судна**

В статье рассмотрены вопросы повышения точности оценки координат воздушного судна на основе многоуровневой организации обмена данными (МООД). Одним из перспективных направлений повышения точности оценки местоположения является маневрирование одного из взаимодействующих объектов относительно потребителя навигационной информации.

Анализ особенностей применения авиации показывает, что на различных театрах военных действий (в условиях горной местности и над морем) работа по высокоточным источникам навигационной информации становится невозможной. Отсутствие таких источников приводит к существенному снижению точности оценки местоположения (МП) воздушного судна (ВС), при этом требования к точности сохраняются. В таких ситуациях в качестве источников навигационной информации можно рассматривать взаимодействующие ВС одной тактической группы.

Для повышения точности оценки МП ВС целесообразно использовать комплексную систему навигации (КСН) в составе системы обмена данными (СОД), инерциальной навигационной системы (ИНС) и баровысотомера, построенную на основе синтеза алгоритмов навигационно-временных определений (НВО) методами статистической теории оптимальной фильтрации [1-3]. Оценка переменных вектора состояния подсистемы КСН формируется по критерию минимума среднеквадратического отклонения (СКО) случайной величины. В основе такого комплексирования, осуществляемого на уровне вторичной обработки навигационной информации, лежит избыточность информации о дальностях между взаимодействующими объектами – ВС и навигационными опорными точками (НОТ) [1].

Один из возможных способов повышения точности оценки местоположения ВС состоит в многоуровневой организации обмена данными (МООД), основанной на использовании в навигационном фильтре потребителя измерений псевдодальностей до источников информации (ИИ), имеющих более высокую точность оценки местоположения и учете статистических характеристик (дисперсий) погрешностей ИИ при формировании коэффициента усиления децентрализованного фильтра.

Реализация МООД в КСН при групповом применении авиации строилась для следующей конфигурации: используются три воздушных судна и две НОТ. Допустим, что два ВС из трех имеют возможность постоянно использовать обе НОТ, МП которых известно и определяется без погрешностей назовем их первичными потребителями (ПП1 и ПП2), а третье ВС использует ПП1 и ПП2 в качестве подвижных ИИ, МП которых оценивается с некоторой погрешностью, при этом НОТ для него недоступны. Такое ВС назовем вторичным потребителем (ВП). При этом рассмотрим случай, когда ПП и ВП выполняют полет на одной высоте, параллельными курсами и одинаковыми скоростями.

При такой реализации МООД в КСН точность оценки координат ПП1 и ПП2 при работе по двум НОТ составляет первые единицы метров.

ВП использует ПП1 и ПП2 в качестве ИИ, причем погрешности оценки МП обоих ПП учитываются в навигационном фильтре ВП передаваемыми рангами точности навигационно-временных определений (НВО). Точность оценки местоположения ВП ( $2\sigma$ ) при реализации МООД в КСН составляет порядка 860 м за 10 минутный интервал наблюдения.

Полученный результат не удовлетворяет требованиям, предъявляемым к современным навигационным комплексам при решении большинства задач навигации, однако в ситуациях, связанных с невозможностью использования всеми ВС группы достаточного количества НОТ, целесообразно использовать децентрализованный алгоритм обработки навигационной информации при реализации МООД в КСН.

Известно, что повышение точности НВО потребителя возможно при улучшении геометрии взаимного расположения взаимодействующих объектов. Реализация такого подхода возможна в условиях маневрирования одного из ПП, направленного на улучшение геометрии группы, относительно потребителя навигационной информации.

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

Под маневром будем понимать изменение ВС направления полета в горизонтальной плоскости (истинного курса), либо изменение скорости полета, приводящее к изменению положения линии визирования на источник информации (ПП) в локальной системе координат, выбранной для решения навигационной задачи.

Анализ исследований точности оценки плоскостных координат ВП проведен для следующих условий: маневр ПП2 осуществляется с угловой скоростью линии визирования  $\Delta=3$  °/с, который начинается на 200-й секунде полета и не прекращается до конца интервала наблюдения (500-ая секунда полета). Из полученных результатов следует, что точность оценки координат ВП повышается со 860 до  $45\div 50$  м.

При единых параметрах выполнении полета взаимодействующими объектами (одинаковые скорости, курс и высота) взаимные дальности между ПП и ВП в отсутствии маневра есть величины постоянные. Существенный выигрыш в точности более чем на порядок достигается за счет того, что в условиях маневрирования ПП2 на каждом интервале оценивания текущих координат ВП взаимные дальности между объектами получают дополнительные приращения т.е. повышается избыточность навигационной информации.

Результаты исследований точности оценки плоскостных координат ВП при выполнении маневра ПП1, который характеризуется приращением в скорости 20 м/с показывают, что точность оценки координат ВП повышается со 860 до  $15\div 20$  м.

Данная картина наблюдается при выполнении маневра направленного на улучшение геометрии взаимного расположения взаимодействующих объектов.

Необходимо отметить, что в ходе работы были получены и отрицательные результаты исследований влияния маневра ПП1 и ПП2 на точность оценки местоположения ВП, когда геометрия взаимного расположения взаимодействующих объектов была неоптимальной или траектории ПП сближались.

Таким образом, повышение точности оценки МП ВП возможно за счет маневра ПП, причем направленного только на улучшение геометрии взаимного расположения объектов, а наилучшие результаты достигаются при расположении данных объектов, когда ВП находится в центре пересечения линий положения, а угол образованный ими составляет 90 градусов.

Полученные результаты исследований позволяют сделать вывод о том, что маневр по скорости ПП1 имеет более высокие показатели точности оценки местоположения ВП по сравнению с маневрированием по курсу ПП2, при этом относительный выигрыш в точности оценки текущих координат ВП составляет три раза, а по отношению к точности ИНС – более чем на порядок.

Таким образом, маневрирование ПП позволяет существенно повысить точность оценки текущих координат ВП, а при определенных условиях – добиться высокой точности НВО, которая составляет первые десятки метров.

### Литература

1. Скрыпник О.Н., Ерохин В.В. Анализ влияния взаимного расположения подвижных объектов на точность определения координат. Научный вестник МГТУ ГА №139(2), 2009 г. С.12.
2. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991. 608 с.
3. Ярлыков М.С., Миронов М.А. Марковская теория оценивания случайных процессов. М.: Радио и связь, 1993. 464 с.

В.В. Шутова, Н.Д. Комиссарова  
Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета  
602264, г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, 23  
e-mail: shutik13@mail.ru

### Исследование методов формирования цифровых квадратурных составляющих сигналов

Устройства цифровой обработки сигналов (ЦОС) находят всё более широкое применение, так как с помощью ЦОС можно создавать устройства с характеристиками, недостижимыми для аналоговых методов обработки сигналов. Цифровые устройства отличаются быстродействием, малыми габаритами (по сравнению с аналоговыми), возможностью реализации сложных алгоритмов обработки, высокой точностью измерений. Кроме того, реализация устройства с ЦОС оказывается более выгодной с технической и экономической точек зрения из-за их универсальности и возможности работать в различных режимах. В устройствах ЦОС широко используются квадратурные составляющие сигнала.

Целью работы является исследование методов формирования цифровых квадратурных составляющих сигналов.

В настоящее время для передачи сигналов на большие расстояния используется перенос сигналов по частоте. В результате образуются высокочастотные сигналы, которые являются узкополосными сигналами в широком смысле. Это означает, что в узкополосных сигналах отношение верхней частоты к нижней частоте близко к единице. Разложение узкополосного сигнала на квадратурные компоненты описывается следующей формулой:

$$S(t) = A(t) \cdot e^{j2\pi ft + \phi(t)} = I(t) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) + Q(t) \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t),$$

где  $I(t) = A(t) \cdot \cos(\phi)t$  и  $Q(t) = A(t) \cdot \sin(\phi)t$  – синфазная и квадратурная составляющие сигнала.

Отсчеты квадратурных составляющих можно получить, производя дискретизацию мгновенных значений радиосигнала. Этот принцип можно реализовать с помощью:

1. Двухканального формирователя квадратур на основе отсчетов исходного сигнала  $s(t)$  и его преобразования Гильберта  $\hat{s}(t)$ .
2. Двухканального формирователя квадратур на основе отсчетов сигнала с выходов смесителей, опорные сигналы гетеродина которых сдвинуты на  $90^\circ$ .
3. Двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки.
4. Одноканального формирователя квадратур на основе дискретизации радиосигнала.

Для формирования квадратурных составляющих полосового радиосигнала при его аналого-цифровом преобразовании в цифровом радиоприемном устройстве и их анализа была разработана программа моделирования, которая работает в соответствии со схемой двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки.

Для моделирования рассчитана частота дискретизации по заданным значениям несущей частоты  $f_0$ , и полосы сигнала  $\Delta f_s$  из условия равномерного распределения образов спектра в частотной области. Задана минимальная частота спектра  $f_1$ , равная 20 МГц. Шаг изменения частоты равен 0,1 МГц. Сигнал состоит из 70 гармоник.

При моделировании получены реализации сигналов и их квадратурные составляющие при прохождении через схему двухканального формирователя квадратур с использованием линии задержки. Проведено исследование влияния нелинейности аналогового тракта, влияния разрядности АЦП на качество формирования квадратур, исследование зависимостей относительных ошибок формирования квадратур от параметра нелинейности  $\gamma$  и разрядности АЦП  $N$ , исследование влияния дискретизации и квантования на спектр сигнала.

В результате проведенных исследований было показано, что формирование квадратур с использованием линии задержки является наиболее предпочтительным методом формирования квадратур узкополосного сигнала, поскольку в меньшей степени сказываются нестабильности опорных генераторов и источников сигнала. Кроме того, в этой схеме достигаются малые погрешности представления, достигающие не более 2% по результатам моделирования.

Литература

## Секция 10. Мониторинг окружающей среды

1. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Учебн. пособие. – М.: Радио и связь, 1990.
2. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессоры ЦОС. – СПб.: БХВ-Петербург. 2001.
3. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Изд. 2-е, испр. – М.: Техносфера, 2007.