

Государственный военно-промышленный комитет
Республики Беларусь

**7-я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
ПО ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ,
ПРОБЛЕМАМ ОБОРОНЫ И БЕЗОПАСНОСТИ,
ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДВОЙНОГО
ПРИМЕНЕНИЯ**

(Минск, 20–22 мая 2017 г.)

Сборник научных статей

В трех частях

Часть 2



МИНСК
ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЧЕТЫРЕ ЧЕТВЕРТИ»
2017

УДК 623(082)
ББК 68.8я43
С28

Редакционная коллегия:

Ненужный С.М., канд. техн. наук, заместитель директора по научной работе
ОАО «КБ Радар» — управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»;
Гордей В.В., канд. техн. наук, заместитель директора по РК и РЭБ
ОАО «КБ Радар» — управляющая компания холдинга
«Системы радиолокации»;
Марков Л.Н., д-р техн. наук, главный научный сотрудник ОАО «КБ Радар» —
управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»

7-я Международная научная конференция по военно-техническим
С28 проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию
технологий двойного применения (Минск, 20–22 мая 2017 г.) : сборник
научных статей. В 3 ч. Ч. 2 / Государственный военно-промышленный
комитет Республики Беларусь. — Минск : Четыре четверти, 2017. —
202 с.

ISBN 978-985-581-107-8 ч. 2

В сборник включены материалы 7-й Международной конференции по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использованию технологий двойного применения (20–22 мая 2017 г., Минск, Беларусь), на которой представлены доклады по военно-техническим аспектам обороны и безопасности, теории вооружения и военной техники, перспективным решениям создания, модернизации и утилизации ВВТ, а также использованию технологий двойного применения.

УДК 623(082)
ББК 68.8я43

The collection includes materials of the 7th International scientific conference for military and technical issues, defence and security problems, application of double-purpose technologies (May 20–22, 2017, Minsk, Belarus), that presents reports on military and technical aspects of defence and security, theory of weapons and military hardware, perspective solutions for production, modernization and utilization of weapons and military equipment, and also on application of double-purpose technologies.

ISBN 978-985-581-107-8 (ч. 2)
ISBN 978-985-581-105-4

© Оформление. ООО «Лаборатория
интеллекта», 2017



СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|---|-----------|
| 1. Системы радиолокационного наблюдения..... | 5 |
| С.Н. Ярмолик, А.С. Храменков, М.В. Свинарский. Приближенный способ аналитического оценивания показателей качества последовательного распознавания радиолокационных объектов..... | 6 |
| О.Г. Лапука, Д.А. Рахоцкий. Анализ помехоустойчивости бортовых РЛС обзора земной поверхности ударных самолетов..... | 16 |
| В. В. Волощик. Сравнительная оценка точности местоопределения воздушных объектов в трехбазовом рдм комплексе местоопределения с наземным размещением приемных пунктов и вариантах на его основе..... | 26 |
| Ю.В. Гриднев, В.А.Пальцев. Моделирование адаптивных систем единой пространственно-временной обработки сигнала в системе MATLAB..... | 33 |
| А.Ф. Мелец, Д.С. Нефёдов. Многопозиционная система пассивной локации маловысотных летательных аппаратов..... | 39 |
| 2. Радиоэлектронная борьба..... | 45 |
| Д.К. Пашенко, В.В. Меликаев, К.К. Пашенко, А.Г. Романович. Концепция защиты вертолетов в современных вооруженных конфликтах..... | 46 |
| О.Г. Лапука, А.Н.Поскребышев. К вопросу защиты управляемых средств поражения реактивных систем залпового огня большой дальности при преодолении системы противоракетной обороны..... | 52 |
| О.Г. Лапука, А.А. Ростов. Аппаратура радиолокационного прикрытия наземных объектов от систем радиолокационной разведки воздушного базирования..... | 55 |
| А.М. Гатальский. Технический облик станции помех помехозащищенным радиовзрывателям артиллерийских боеприпасов с частотной модуляцией зондирующего сигнала..... | 58 |
| А.Л. Чиж, С.А. Малышев, К.Б. Микитчук. Волоконно-оптические лазерные и фотодиодные модули и устройства на их основе для систем радиолокации и радиоэлектронной борьбы..... | 62 |
| 3. Информационные технологии и моделирование..... | 70 |
| М.С Свирид, А.В. Гусинский, Д.А. Кондрашов, А.И. Волковец, А.В. Ворошень, А.Н. Луферов. Автоматизированная измерительная система для тестирования радиолокационных комплексов в диапазоне частот от 2 до 140 ГГц..... | 71 |
| Н.И. Беленкевич, В.А. Ильинков, В.Ю. Цветков. Комплекс моделирования сигналов и систем..... | 81 |
| С.В. Цуприк. А.С. Солонар. Р.А. Гуцев. Аппаратно-программный имитатор воздушной обстановки для оптико-локационной системы с подвижной оптической системой..... | 89 |

| | |
|---|------------|
| Д.В. Морозов, В.Г. Сапьяник, А.Г. Боровой, С.А. Саланец. Цифровая система объективного контроля учебно-боевых действий истребителя..... | 97 |
| В.В. Макаров. Психологическое обеспечение защиты информации..... | 102 |
| В.М. Морозов. Моделирование процесса перенацеливания матричного теплового координатора ПЗРК при использовании ложных тепловых целей..... | 108 |
| 4. Антенны и устройства СВЧ, распространение радиоволн..... | 110 |
| В.В. Кеда. Линейная антенная решетка рамочных излучателей с переключаемой поляризацией..... | 111 |
| М.М.Касперович, В.А.Кондратёнок. Применение RINEX-файлов для верификации математической модели взаимодействия электромагнитной волны с плазмой ионосферы Земли | 121 |
| П.В. Сухачевский. Численный анализ рассеяния импульсного сигнала от объекта радиолокации цилиндрической формы..... | 129 |
| А.А. Свириденко, Г.А. Филиппович. Широкополосное согласование сопротивлений с распределенными параметрами..... | 137 |
| 5. Спутниковые системы..... | 142 |
| И.О. Митрахович, К.В. Козадаев. Коррекция погрешности многолучевости в показаниях спутниковых навигационных систем мобильных объектов с помощью режекторного фильтра..... | 143 |
| К.В. Козадаев, А.Е. Макаренко. Инерциально-спутниковая навигационная система для высокоскоростного мобильного объекта..... | 149 |
| А.А. Спиридонов, В.А. Саечников, И.А. Шалатонин. Лабораторная отработка бортового оборудования нано и пикоспутников..... | 155 |
| А.А. Спиридонов, В.А. Саечников, И.А. Шалатонин. Навигационно-баллистическое обеспечение полета сверхмалого космического аппарата..... | 165 |
| 6. Системы связи..... | 173 |
| П.В. Бойкачев, М.А. Янцевич. Обоснование основных требований к современным широкополосным средствам радиосвязи и пути их реализации..... | 174 |
| А. А. Геро. Тенденции развития систем связи тактического звена управления вооруженных сил иностранных государств..... | 181 |
| 7. Беспилотные летательные аппараты..... | 187 |
| В.Н. Корделюк. Применение беспилотной авиации в интересах комплексного технического контроля..... | 188 |
| В.Е. Самонов, А.И. Волковец, А.В. Гусинский. Радиовысотометр малых высот миллиметрового диапазона длин волн. Разработка и испытани..... | 194 |



1. Системы радиолокационного наблюдения

С.Н. Ярмолик, кандидат технических наук, доцент, профессор
кафедры радиолокации и приема-передающих устройств.
Военная академия Республики Беларусь

А.С. Храменков, старший инженер кафедры радиолокации
и приема-передающих устройств.
Военная академия Республики Беларусь

М.В. Свинарский, адъюнкт кафедры радиолокации
и приема-передающих устройств.
Военная академия Республики Беларусь

ПРИБЛИЖЕННЫЙ СПОСОБ АНАЛИТИЧЕСКОГО ОЦЕНИВАНИЯ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ

Введение и постановка задачи. Для повышения качества классификации радиолокационных объектов могут быть использованы последовательные процедуры [1]. Последовательное радиолокационное распознавание на каждом шаге классификации предполагает определение принадлежности наблюдаемого объекта к одному из M различаемых классов или о продолжении наблюдения (гипотеза $M+1$). При необходимости минимизации среднего риска принимаемых решений на каждом шаге наблюдения может применяться оптимальный последовательный алгоритм распознавания, приведенный в [2, 3]. Оптимальный алгоритм классификации позволяет повысить эффективность распознавания радиолокационных объектов по сравнению с одноэтапными процедурами, однако требует использования ряда априорных данных, что может затруднять его практическое применение. С целью упрощения реализации в [4] получен квазиоптимальный алгоритм последовательного распознавания радиолокационных объектов, обеспечивающий минимизацию среднего риска принимаемых решений о классе объекта и о продолжении наблюдения, характеризующийся достаточной простотой и высокими показателями качества классификации.

Доклад посвящен оценке качества функционирования именно квазиоптимального алгоритма последовательного распознавания.

В соответствии с [4] решающее правило квазиоптимального устройства последовательного радиолокационного распознавания имеет вид:

$$\text{если} \begin{cases} P_k^n \Lambda_{k/g}^n \geq P_l^n \Lambda_{l/g}^n, l = \overline{1, M}, l \neq k \\ P_k^n C_{obs}^n \Lambda_{k/g}^n \geq (1 - C_{obs}^n) \sum_{i=1, i \neq k}^M P_i^n \Lambda_{i/g}^n, \text{ то } A_k^*, \end{cases} \quad (1)$$

где $P_k^n(P_l^n)$ – априорная вероятность наличия объекта k (l)-го класса на n -м шаге; $\Lambda_{k/g}^n(\Lambda_{l/g}^n)$ – отношение правдоподобия объекта k (l)-го класса на n -м шаге процедуры распознавания при наличии на входе устройства объекта g -го класса; C_{obs}^n – цена за принятое решение о продолжении наблюдения на n -м шаге.



В соответствии с последовательным алгоритмом классификации для получения априорной вероятности появления объекта i -го класса на n -м шаге используется апостериорная вероятность с $(n-1)$ -го шага [4]:

$$P_i^n \cong \frac{P_i^{n-1} \Lambda_{i/g}^{n-1}}{\sum_{r=1}^M P_r^{n-1} \Lambda_{r/g}^{n-1}}, \quad i = \overline{1, M} \quad (2)$$

Для анализа квазиоптимального устройства последовательного распознавания удобно воспользоваться эквивалентным (1) решающим правилом. С этой целью осуществим переход к логарифму отношения правдоподобия и последовательно подставляя значения априорной вероятности (2) в решающее правило (1), начиная с $P_i^1 = 1/M$ получим:

$$\text{если } \begin{cases} Z_{kl/g}^n \geq 0, \quad l = \overline{1, M}, l \neq k \\ Y_g^n = \ln \left[\sum_{i=1, i \neq k}^M e^{-Z_{ki/g}^n} \right] \leq \ln \frac{C_{obs}^n}{1 - C_{obs}^n}, \quad \text{то } A_k^* \end{cases} \quad (3)$$

где $Z_{kl/g}^n = \sum_{r=1}^n z_{kl/g}^r$ – результирующее значение логарифма отношения правдоподобия в k -м и l -м каналах (межканальная разность) после n шагов; $z_{kl/g}^n = z_{k/g}^n - z_{l/g}^n = \ln(\Lambda_{k/g}^n / \Lambda_{l/g}^n) = (\xi_g^n)^* \mathbf{R}^{kl} \xi_g^n + a_{kl}$ – текущее значение логарифма отношения правдоподобия в k -м и l -м каналах (межканальная разность) на n -м шаге; ξ_g^n – N -элементный вектор принятого сигнала на n -м шаге, представляющий собой аддитивную смесь сигнальной составляющей радиолокационного портрета (РЛП) объекта g -го класса и фона; \mathbf{R}^{kl} – межканальная матрица обработки; a_{kl} – межканальная разность смещений.

Разработка любого радиолокационного устройства предполагает анализ его эффективности на этапе проектирования до изготовления и проведения полигонных испытаний. Исключением не является и квазиоптимальное устройство последовательного радиолокационного распознавания. Наиболее полными показателями качества устройства последовательного распознавания являются: M^2 условных вероятностей распознавания объекта k -го класса при условии наличия объекта g -го класса $P_{k/g} = P(A_k^* / A_g)$, $g, k = \overline{1, M}$, причем условию $g = k$ соответствует M условных вероятностей правильного распознавания объекта k -го класса $D_k = P(A_k^* / A_k)$, а условию $g \neq k$ – $M(M-1)$ условных вероятностей ошибочного распознавания объекта k -го класса $F_{k/g} = P(A_k^* / A_g)$ и M условных средних числа наблюдений при условии наличия объекта g -го класса \bar{N}_g для различных отношений сигнал-шум (γ).

Для нахождения приведенных вероятностей рассмотрим событие A_k^{*n} , состоящее в том, что на n -м шаге принято решение в пользу k -го класса. Тогда при наличии на входе устройства распознавания объекта g -го класса соответствующая условная вероятность равна: $P(A_k^{*n} / A_g) = P_{k/g}^n \prod_{i=0}^{n-1} P_{obs/g}^i$, где: $P_{k/g}^n$ – условная вероятность распознавания $P(A_k^* / A_g)$ на n -м шаге процедуры классификации;

$P_{obs/g}^i = 1 - \sum_{k=1}^M P_{k/g}^i$ ($P_{obs/g}^0 = 1$) – условная вероятность продолжения наблюдения на i -м этапе процедуры классификации при наличии на входе устройства объекта g -го класса. В дальнейшем предполагается, что максимальная длительность последовательной процедуры распознавания ограничена и равна – K . Тогда условная вероятность распознавания объекта k -го класса при условии наличия на входе объекта g -го класса за K шагов находится из соотношения:

$$P_{k/g}^n = \sum_{m=1}^K P(A_k^{*n}) = \sum_{m=1}^K P_{k/g}^n \prod_{i=1}^{n-1} P_{obs/g}^i.$$

Вероятность события, заключающегося в принятии решения в пользу одного из наблюдаемых классов на n -м шаге (т.е. события об окончании процедуры классификации на n -м шаге) определяется выражением: $\prod_{i=0}^{n-1} P_{obs/g}^i \sum_{k=1}^M P_{k/g}^n$. При этом среднее количество шагов процедуры распознавания при условии наличия объекта g -го класса представляет собой математическое ожидание дискретной случайной величины n , определяющей случайную длительность последовательной процедуры: $\bar{N}_g = \sum_{m=1}^K n \prod_{i=0}^{n-1} P_{obs/g}^i \sum_{k=1}^M P_{k/g}^n$.

Таким образом, определив условные вероятности принимаемых решений на каждом шаге классификации $P_{k/g}^n$ можно получить значения показателей качества алгоритма последовательного радиолокационного распознавания ($P_{k/g}$ и \bar{N}_g).

С учетом полученного решающего правила (3) нахождение условных вероятностей распознавания предполагает вычисление интеграла от многомерной плотности вероятности (МПВ) межканальных разностей $Z_{k1/g}^n, \dots, Z_{k,k-1/g}^n, Z_{k,k+1/g}^n, \dots, Z_{kM/g}^n$ и случайной величины Y_g^n , характеризующей гипотезу о продолжении наблюдения:

$$P_{k/g}^n = \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{\ln \frac{C_{obs}^n}{1-C_{obs}^n}} p_{k/g}(Z_{k1/g}^n, \dots, Z_{k,k-1/g}^n, Z_{k,k+1/g}^n, \dots, Z_{kM/g}^n, Y_g^n) dZ_{k1/g}^n \dots dZ_{k,k-1/g}^n dZ_{k,k+1/g}^n \dots dZ_{kM/g}^n dY_g^n \quad (4)$$

В дальнейшем перечисление величин типа $Z_{k1/g}^n, \dots, Z_{k,k-1/g}^n, Z_{k,k+1/g}^n, \dots, Z_{kM/g}^n$ обозначается $Z^n = Z_{k1/g}^n \dots Z_{kM/g}^n$, подразумевая, что в этом перечне отсутствует величина $Z_{kk/g}^n = 0$. Тогда выражение (4) может быть записано в следующей форме:

$$P_{k/g}^n = \int_0^{+\infty} \dots \int_0^{+\infty} \int_{-\infty}^{\ln \frac{C_{obs}^n}{1-C_{obs}^n}} p_{k/g}(Z^n, Y_g^n) dZ_{k1/g}^n \dots dZ_{k,k-1/g}^n dZ_{k,k+1/g}^n \dots dZ_{kM/g}^n dY_g^n \quad (5)$$

Мерность интеграла (5) с учетом гипотезы о продолжении наблюдения определяется количеством распознаваемых классов M .

Целью статьи является разработка численно-аналитического метода расчета показателей качества квазиоптимального последовательного устройства распознавания радиолокационных объектов, применительно к нормально распределенным элементам входного РЛП.

Метод анализа. Сложность аналитического вычисления интеграла (5) обусловлена многомерностью плотности вероятности $p_{k/g}(Z^n, Y_g^n)$. Однако следует



отметить, что случайная величина Y_g^n , характеризующая гипотезу о продолжении наблюдения, является результатом нелинейного преобразования (3) над межканальными разностями Z^n . Тогда, анализ МПВ $p_{k/g}(Z^n, Y_g^n)$ может быть сведен к анализу МПВ $p_{k/g}(Z^n)$, зависящей только от Z^n с последующим учетом гипотезы о продолжении наблюдения. Для учета этой гипотезы предлагается использовать численный метод Монте-Карло, преимуществом которого является простота представления плотности вероятности случайной величины (любой мерности), над которой выполнено нелинейное преобразование.

Таким образом, методика расчета показателей качества квазиоптимального последовательного устройства распознавания может быть сведена к следующей последовательности операций:

- получение приближенного аналитического выражения для МПВ межканальных разностей $p_{k/g}(Z^n)$ без учета гипотезы о продолжении наблюдения;
- аппроксимация МПВ $p_{k/g}(Z^n)$ численным методом Монте-Карло;
- учет гипотезы о продолжении наблюдения путем формирования дискретных отсчетов МПВ $p_{k/g}(Z^n, Y_g^n)$;
- интегрирование полученной аппроксимации МПВ $p_{k/g}(Z^n, Y_g^n)$ методом Монте-Карло.

Приближенное аналитическое представление МПВ межканальных разностей.

Для аналитического представления МПВ межканальных разностей $p_{k/g}(Z^n)$ целесообразно воспользоваться ее разложением в полиномиальный ряд. Общий подход к аппроксимации функций усеченным рядом на основе системы полиномов рассмотрен в [5]. Обобщенная методика аналитического представления МПВ межканальных разностей с использованием системы классических ортогональных полиномов впервые получена в [6]. Ее дальнейшее развитие предложено в [7]. Согласно [6, 7], аппроксимация МПВ межканальных разностей может быть представлена в виде:

$$p_{k/g}(Z^n) = \sum_{q=0}^{\infty} \dots \sum_{qM=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{q-1} \dots \sum_{sM=0}^{q-1} \sum_{p=0}^{q-1} \dots \sum_{pM=0}^{q-1} m\{(Z_{k1/g}^n)^{s1} \dots (Z_{kM/g}^n)^{sM}\} \prod_{l=1}^M r_{q1/s1}^{kl/g} r_{q1/p1}^{kl/g} \phi_l(Z_{k1/g}^n) (Z_{k1/g}^n)^{p1} \quad (6)$$

где $m\{(Z_{k1/g}^n)^{s1} \dots (Z_{kM/g}^n)^{sM}\}$ – смешанные моменты системы случайных величин $((Z_{k1/g}^n)^{s1} \dots (Z_{kM/g}^n)^{sM})$; $r_{q1/i}^{kl/g}$ – коэффициент $q1$ -го ортонормированного полинома, стоящий у переменной $(Z_{k1/g}^n)^i$; $\phi_l(Z_{k1/g}^n)$, $l = \overline{1, M}$, $l \neq k$ – весовые функции используемого полинома.

В соответствии с выражением (6) для аналитического представления МПВ межканальных разностей необходимо: выбрать наиболее подходящую весовую функцию; определить требуемые смешанные моменты и коэффициенты ортогональных полиномов.

На сегодняшний момент не существует оптимального правила выбора весовых функций $\phi_l(Z_{k1/g}^n)$, однако в [7] приведен способ получения наиболее предпочтительных весовых функций и рассмотрена методика синтеза

соответствующей системы ортогональных полиномов. Предложенный подход обеспечивает высокое качество аппроксимации МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n)$ и быструю сходимость степенного ряда. Для получения весовых функций $\varphi_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^n)$ целесообразно использовать способ вычисления закона распределения квадратичных форм комплексных нормальных векторов, приведенный в [8]. В связи с этим в качестве весовой функции на первом шаге используется оценка одномерного распределения квадратичной формы:

$$\varphi_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^1) \cong \hat{p}_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^1) = \frac{1}{\pi} \left(\int_0^{+\infty} (A(v_l^1) \cos(v_l^1 \mathbf{Z}_{kl/g}^1) + B(v_l^1) \sin(v_l^1 \mathbf{Z}_{kl/g}^1)) dv_l^1 \right),$$

$$-\infty \leq \mathbf{Z}_{kl/g}^1 \leq +\infty. \quad (7)$$

Выражения для реальной и мнимой частей характеристической функции $A(v_l^1)$ и $B(v_l^1)$ имеют следующий вид:

$$A(v_l^1) = \text{Re} [\exp(jv_l^1 a_{kl}) / \prod_{i=1}^N (1 - jv_l^1 \lambda_i^{kl/g})],$$

$$B(v_l^1) = \text{Im} [\exp(jv_l^1 a_{kl}) / \prod_{i=1}^N (1 - jv_l^1 \lambda_i^{kl/g})],$$

где $\lambda^{kl/g}$ – вектор собственных значений определяющей матрицы $\boldsymbol{\lambda}_{kl/g} = \mathbf{R}^g \mathbf{R}^{kl}$; \mathbf{R}^g – ковариационная матрица РЛП объекта g -го класса и фона; j – мнимая единица.

Предполагается, что значения решающей статистики на каждом шаге $\mathbf{Z}^1, \mathbf{Z}^2, \dots, \mathbf{Z}^n$ являются независимыми случайными величинами, поэтому на последующих шагах ($n = \overline{2, K}$) в качестве весовой функции используется свертка плотности вероятности первого шага и предыдущего [5]:

$$\hat{p}_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \hat{p}_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^{n-1} - \mathbf{Z}) \hat{p}_l(\mathbf{Z}_{kl/g}^1) d\mathbf{Z}. \quad (8)$$

Для нахождения смешанных моментов распределения на каждом шаге процедуры распознавания используется свойство многомерной характеристической функции совокупности случайных величин [5, 6]:

$$\Theta_z(\mathbf{v}^n) = m_1 \{ \exp(j\mathbf{v}^n \mathbf{Z}^n) \} = \int_{\mathbf{Z}^n} p_{k/g}(\mathbf{Z}^n) \exp(j\mathbf{v}^n \mathbf{Z}^n) d\mathbf{Z}^n.$$

На основании методики приведенной в [9], выражение для характеристической функции квадратичной формы, с учетом нормально распределенной случайной величины ξ_s^n имеет вид:

$$\Theta_z(\mathbf{v}^n) = \left[\frac{\exp(j \sum_{l=1, l \neq k}^M v_l^n a_{kl})}{\det[\mathbf{I} - j \sum_{l=1, l \neq k}^M v_l^n \boldsymbol{\lambda}_{kl}]} \right]^n.$$

Конечные выражения для смешанных моментов определяются различными частными производными характеристической функции по вещественной переменной v_l^n , при $v_l^n = 0$:



$$m_g \{ (Z_{kl/g}^n)^{s_1}, \dots, (Z_{kM/g}^n)^{s_M} \} = (-j)^{\sum_{l=1, l \neq k}^M s_l} \frac{\partial^{s_1 + \dots + s_M}}{(\partial v_1^n)^{s_1} \dots (\partial v_M^n)^{s_M}} \Theta_z(\mathbf{v}^n) \Big|_{v_i^n=0}. \quad (9)$$

Способ нахождения производных (9), называемый «методом следа», подробно изложен в [9]. Несколько первых смешанных моментов для системы случайных величин $Z_k^n = \sum_{j=1}^n ((\xi_j^k)^* \mathbf{R}^k \xi_j^k + a_k)$, найденные указанным способом, имеют вид:

$$\begin{aligned} m\{Z_1^n\} &= n[tr(\chi_1) + a_1], \quad m\{Z_1^n, Z_2^n\} = n[tr(\chi_1 \chi_2) + n(tr(\chi_1) + a_1)(tr(\chi_2) + a_2)], \\ m\{Z_1^n, Z_2^n, Z_3^n\} &= n[2tr(\chi_1 \chi_2 \chi_3) + n(tr(\chi_1) + a_1)tr(\chi_2 \chi_3) + n(tr(\chi_2) + a_2)tr(\chi_1 \chi_3) + \\ &+ n(tr(\chi_3) + a_3)tr(\chi_1 \chi_2) + n^2(tr(\chi_1) + a_1)(tr(\chi_2) + a_2)(tr(\chi_3) + a_3)], \end{aligned}$$

где $tr(\chi_k)$ – след определяющей матрицы χ_k .

Выбранная весовая функция $\hat{p}_i(Z_{kl/g}^n)$ полностью определяет используемую систему ортогональных многочленов [7]. Предложенная весовая функция достаточно точно описывает закон распределения соответствующего квадратичного функционала [7, 8], в связи с чем для аппроксимации МПВ достаточно нескольких первых полиномов. Выражения для первых двух полиномов, полученные путем представления многочлена на основе определителей Грама и степенных моментов весовой функции [7], имеют вид:

$$r_{0/0}^{kl/g} = 1, \quad r_{1/1}^{kl/g} = 1 / \sqrt{m\{Z_{kl/g}^n, Z_{kl/g}^n\} - m\{Z_{kl/g}^n\}^2}.$$

Аппроксимация МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n)$ численным методом Монте-Карло.

Аппроксимация плотности вероятности методом Монте-Карло предполагает, что исходная МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n)$ на n -м шаге заменяется совокупностью N_{mc} случайных отсчетов (координат) \mathbf{a}_i^n , $i = \overline{1, N_{mc}}$, распределенных по закону распределения $q(\mathbf{a}^n)$ и их нормированными весами ω_i^n [10, 11]:

$$p_{k/g}(\mathbf{a}^n) \approx \sum_{i=1}^{N_{mc}} \omega_i^n \delta(\mathbf{a}^n - \mathbf{a}_i^n), \quad (10)$$

где $\tilde{\omega}_i^n = p_{k/g}(\mathbf{a}_i^n) / q(\mathbf{a}_i^n)$ – ненормированные веса на n -м шаге; $\omega_i^n = \tilde{\omega}_i^n / \sum_{i=1}^{N_{mc}} \tilde{\omega}_i^n$ – нормированные веса на n -м шаге.

При аппроксимации МПВ методом Монте-Карло сохраняются все требуемые характеристики исходного распределения (6), поскольку на каждом шаге процедуры распознавания обеспечивается однозначное соответствие значений случайных отсчетов \mathbf{a}_i^n и нормированных весов этих отсчетов ω_i^n для всех $i = \overline{1, N_{mc}}$, а также равенство единице суммы ω_i^n . В зарубежных источниках пары $\{\mathbf{a}_i^n, \omega_i^n\}$ называют *частицами* (particle) [10].

Учет гипотезы о продолжении наблюдения путем формирования дискретных отсчетов МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n, Y_g^n)$. Гипотеза о продолжении наблюдения в решающем правиле (3) характеризуется случайной величиной Y_g^n , полученной в результате нелинейного преобразования $h(\mathbf{Z}^n) = \ln \left[\sum_{l=1, l \neq k}^M e^{-Z_{kl/g}^n} \right]$ над значениями межканальных разностей. Достоинством численного метода Монте-Карло является возможность аппроксимации закона распределения случайной величины любой мерности, над

которой выполнено нелинейное преобразование [11]. Трансформация распределения из $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n)$ в $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n, Y_g^n)$, обусловленная наличием в решающем правиле (3) гипотезы о продолжении наблюдения, достаточно просто учитывается путем введения в каждый отсчет α_i^n дополнительной случайной величины β_i^n , полученной в результате преобразования координат $\beta_i^n = h(\alpha_i^n)$ каждой из N_{mc} частиц и неизменным сохранением весов ω_i^n ($i = \overline{1, N_{mc}}$). Таким образом, результирующая МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n, Y_g^n)$ аппроксимируется новыми N_{mc} частицами $\beta_i^n = (\alpha_i^n, \beta_i^n)$ с неизменными весами ω_i^n .

Следует отметить, что нелинейность операции возведения в степень экспоненты, как правило, приводит к явлению «оскуднения» выборки, в результате чего частицы β_i^n уже не могут полноценно аппроксимировать искомую МПВ [11]. В качестве средства борьбы с данным явлением используется процедура перевыборки [10]. Перевыборка производится непосредственно после вызвавшей «оскуднение» операции и позволяет перенести отсчеты из областей с малой вероятностью в области с большей вероятностью, что приводит к увеличению числа значимых отсчетов (т.е. приводит к уменьшению дисперсии ошибки аппроксимации). В основе алгоритмов перевыборки лежит отображение вырожденного (старого) случайного множества частиц $\{\beta_i^n, \omega_i^n\}$ ($i = \overline{1, N_{mc}}$) в новое случайное множество в $\{\beta_i^{n, new}, \Delta\omega_i^n\}$ с одинаковыми весами $\Delta\omega_i^n = 1/N_{mc}$ [11].

Интегрирование аппроксимации МПВ $p_{k/g}(\mathbf{Z}^n, Y_g^n)$. Интегрирование МПВ методом Монте-Карло [11] сводится к суммированию нормированных весов $\Delta\omega_i^n$ тех частиц, значения отсчетов которых $\beta_i^{n, new}$, $i = \overline{1, N_{mc}}$ попадают в анализируемый объем интегрирования (5).

Результаты расчета показателей качества последовательного распознавания объектов. Для проверки работоспособности представленной численно-аналитической методики был произведен расчет вероятностей последовательного распознавания объектов 4-х классов по флуктуационному РЛП. Исходные данные для расчета: $N = 20$ – число элементов РЛП; время корреляции флуктуаций сигнала для объектов анализируемых классов – $\tau_1 = 50$ мс, $\tau_2 = 25$ мс, $\tau_3 = 15$ мс, $\tau_4 = 32$ мс. Цена за продолжение наблюдения не изменялась в зависимости от номера шага $C_{obs}^n = C_{obs} = 0,05$. Максимальное число этапов последовательной процедуры $K = 15$. Для практического применения оказывается удобным использование усредненных по количеству классов показателей качества, таких как вероятности правильных (D), ошибочных (F) решений и средней длительности последовательной процедуры (\bar{N}).

Проверка работоспособности предложенной аналитической методики проводилась в два этапа:

- оценка точности предложенной аналитической методики путем сопоставления с результатами математического моделирования;
- сопоставление средних времен, необходимых на получение показателей качества путем математического моделирования и аналитическим способом.



Точность предложенной аналитической методики считалась приемлемой, если результаты расчета показателей качества последовательного распознавания попадали в доверительные интервалы оценок, полученных методом математического моделирования. В результате математического моделирования было проведено $N_{\text{опыт}} = 1000$ независимых опытов.

Методика расчета доверительных интервалов для оценки вероятностей искомого события детально описано в [5]. Применительно к анализируемым вероятностям правильного (ложного) распознавания и для заданной доверительной вероятности $\beta = 0,95$ получены доверительные границы. Оценки средних вероятностей правильного (ложного) распознавания, полученные методом математического моделирования, соответствующие этим вероятностям доверительные границы и результаты аналитического расчета представлены на рисунке 1.

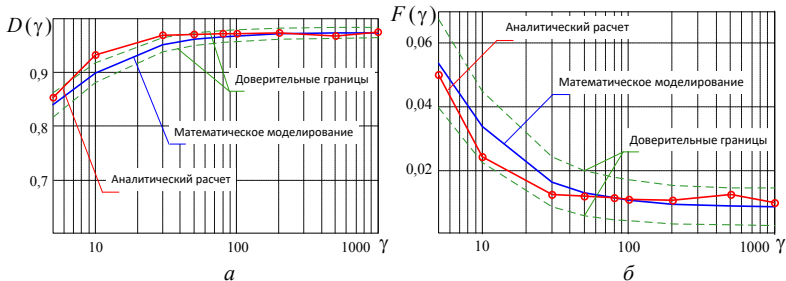


Рисунок 1 – Оценки средних вероятностей распознавания:
 a – правильного распознавания; b – ложного распознавания

На основании результатов, приведенных на рисунке 1, видно, что средние вероятности правильного и ложного распознавания, полученные предложенным аналитическим способом, попадают в доверительные границы результатов математического моделирования. Таким образом, предложенная аналитическая методика обеспечивает требуемую точность оценки средних вероятностей распознавания.

Доверительные границы при оценке средней длительности последовательной процедуры были выбраны как 10% от максимальной длительности K . На рисунке 2, a приведены оценки средних длительностей распознавания, полученные методом математического моделирования, соответствующие этим длительностям доверительные границы и результаты аналитического расчета.

На рисунке 2, b представлены значения среднего времени, необходимого для получения показателей качества последовательного распознавания при математическом моделировании ($\bar{\tau}_{\text{мм}}$) и аналитическом расчете ($\bar{\tau}_{\text{ан}}$) в зависимости от отношения сигнал-шум.

Использование предложенного способа по аналитическому расчету показателей качества позволяет получить оценки показателей качества последовательного распознавания радиолокационных объектов (вероятностей правильного, ложного распознавания и средней длительности) требуемой точности. При этом время, затрачиваемое на получение показателей качества

последовательного распознавания по аналитической методике, оказывается меньше времени, затрачиваемого на математическое моделирование в зависимости от условий наблюдения в 6,1...2,4 раза.

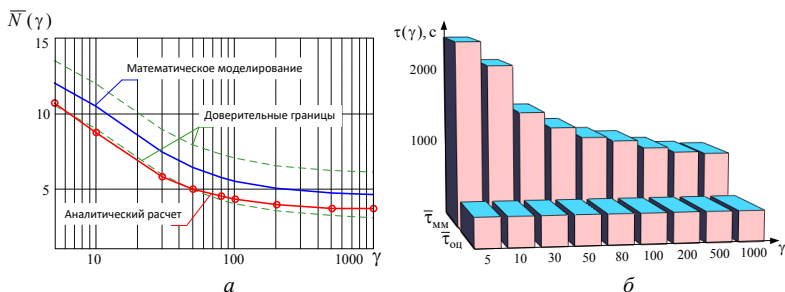


Рисунок 2 – Оценки средних длительностей процедуры распознавания (а) и среднее время, необходимое для получения показателей качества последовательного распознавания (б)

Заклучение. В докладе представлен приближенный способ аналитического оценивания показателей качества последовательного распознавания радиолокационных объектов, основанный на аппроксимации многомерной плотности вероятности межканальных разностей с помощью усеченного ряда по ортогональным полиномам. Особенностью данного способа является использование численного метода Монте-Карло для учета в решающем правиле гипотезы о продолжении наблюдения. Предложенный подход позволяет получать оценки показателей качества принимаемых решений о классе объекта последовательным устройством распознавания на этапе его проектирования, с сокращением в 6,1...2,4 раза времени, затрачиваемого на имитационное математическое моделирование.

Литература

1. Фу, К. Последовательные методы в распознавании образов и обучении машин / К. Фу – М.: Наука, 1971. – 256 с.
2. Храменков, А.С. Алгоритм последовательного распознавания радиолокационных объектов, обеспечивающий минимизацию среднего риска принимаемых решений / А.С. Храменков, С.Н. Ярмолик // Докл. БГУИР. – 2016. – № 2 (96). – С. 37–43.
3. Храменков, А.С. Синтез устройства радиолокационного распознавания объектов с возможностью остановки последовательной процедуры / А.С. Храменков, С.Н. Ярмолик, М.В. Свинарский // Известия НАН РБ. Серия физ.-техн. науки. – 2016. – № 2. – С. 120–126.
4. Дятко, А.А. Квазиоптимальный алгоритм распознавания радиолокационных объектов с последовательным уточнением информации о классе объекта и о продолжении наблюдения / А.А. Дятко, А.С. Храменков, С.Н. Ярмолик, П.Н. Шумский // Труды БГТУ. – 2016. – № 6 (188). – С. 137–141.



5. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника / В.И. Тихонов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

6. Шаляпин, С.В. Представление рядами ортогональных полиномов многомерной плотности выходных сигналов систем распознавания для оценки их характеристик / С.В. Шаляпин // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2000. – Т 1.– № 1. – С. 12–21.

7. Храменков, А.С. Выбор системы ортогональных полиномов для решения задачи аппроксимации закона распределения решающей статистики в устройствах радиолокационного распознавания / А.С. Храменков, С.Н. Ярмолик // Докл. БГУИР. – 2015. – № 6 (92). – С. 23–29.

8. Леховицкий, Д.И. О вычислении законов распределения квадратичных форм комплексных нормальных векторов / Д.И. Леховицкий, П.М. Флексер, С.В. Полишко // Прикладная радиоэлектроника. – 2011. – Т 10.– № 4. – С. 456–461.

9. Миддлтон, Д. Введение в статистическую теорию связи / Д. Миддлтон; пер. с англ. под ред. Левина Б.Р. – М.: Сов. радио. – Т. 2.– 1962.– 831 с.

10. Ristic, B. Beyond the Kalman Filter. Particle Filters for Tracking Applications / B.Ristic, S.Arulampalam, N.Gordon. – Boston, London: Artech House. – 2004. – 299 p.

11. Солонар, А.С. Особенности использования метода Монте-Карло для аппроксимации статистических распределений результатов нелинейных преобразований в радиолокационных задачах / А.С. Солонар, С.Н. Ярмолик, А.С. Храменков, А.А. Михалковский // Известия НАН РБ. Серия физ.-техн. науки. – 2016. – № 4. – С. 91–98.

О.Г. Лапука, начальник НИЛ кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета, учреждения
образования «Военная академия Республики Беларусь»

Д.А. Рахоцкий, адъюнкт кафедры авиационных радиоэлектронных
систем авиационного факультета, учреждения образования
«Военная академия Республики Беларусь»

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ БОРТОВЫХ РЛС ОБЗОРА ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ УДАРНЫХ САМОЛЕТОВ

Важная особенность РЛС обзора земной поверхности (ОЗП), напрямую влияющая на ее эффективность – высокая помехозащищенность таких систем (по сравнению с РЛС обзора воздушного пространства (управления войсками) и сопровождения воздушных целей (управления оружием)). Это обусловлено радикальным (на несколько десятичных порядков) увеличением длительности интервала наблюдения, на протяжении которого выполняется когерентное накопление принимаемого сигнала в соответствии с принципами синтеза антенной апертуры (СА).

Оценка эффективности новых разрабатываемых средств прикрытия наземных объектов ВВСТ от бортовых авиационных средств радиолокационной разведки, получаемая с помощью имитационных математических моделей, предполагает использование подхода, при котором не связанные с параметрами средств РЭП характеристики подавляемой РЛС идеализируются. Так, не учитываются различные негативные факторы, связанные с формированием конечного радиолокационного изображения, в том числе игнорируются нестабильность траектории носителя БРЛС ударных самолетов (УС), ограничения динамического диапазона, неидеальность трактов формирования и обработки сигналов и т. п. Такой подход позволяет получить «гарантированные» результаты оценки эффективности средств РЭП, помеховое воздействие которых основано на фундаментальных принципах извлечения полезной информации из принимаемого сигнала на подавляемой стороне. В связи с этим значительную актуальность приобретает задача оценки потенциально достижимых параметров БРЛС УС, характеризующих ее работу в идеальных условиях и, следовательно, обеспечивающих максимальную помехозащищенность.

Значительная сложность решения данной задачи обусловлена наличием нескольких режимов работы БРЛС УС (фокусируемое и нефокусируемое СА) [2, 5, 6] и параметров ее зондирующих сигналов (ЗС). Отметим, что понятие помехозащищенности радиоэлектронного средства (РЭС) может быть корректно использовано только при декларировании типа и параметров помех, которые на него воздействуют. Для сравнительной характеристики помехозащищенности различных РЭС или РЭС, функционирующих в различных режимах, требуется обоснование некоторого «универсального» помехового воздействия, актуального для решения задач РЭП каждого из них. В большинстве случаев в качестве такого воздействия рассматривается активная шумовая помеха (АШП), характеризующаяся прицельностью по частоте (ее спектр сосредоточен в полосе частот зондирующего сигнала). При этом параметром, характеризующим помехоустойчивость БРЛС УС, может служить



отношение сигнал-помеха на выходе устройства обработки (в нашем случае – на конечном РЛИ картографируемого участка поверхности).

Теория потенциальной помехоустойчивости определяет отношение сигнал-шум по мощности q^2 на выходе устройства когерентного накопления при воздействии белого гауссовского шума как отношение энергии полезного входного сигнала E_c к спектральной плотности мощности N_0 входного шума, независимо от природы его возникновения (внутренний, внешний). Расписав данные параметры с учетом условия спектральной прицельности создаваемых помех, имеем:

$$q^2 = \frac{E_c}{N_0} = \frac{P_c \tau_n}{\frac{P_n}{\Delta f_n}} \approx \frac{P_c \tau_n \Delta f_c}{P_n} = q_{in}^2 \Delta f_c, \quad (1)$$

где P_c , P_n – импульсная мощность полезного сигнала и средняя мощность шума на входе устройства когерентной обработки; Δf_c , Δf_n – ширина спектра полезного сигнала и шума соответственно, в выражении (1) они приняты равными между собой; $q_{in}^2 = P_c / P_n$ – отношение сигнал-шум на входе устройства когерентной обработки; τ_n – длительность интервала когерентного накопления.

Отметим, что величина q_{in}^2 определяется исключительно *энергетическими характеристиками*, то есть энергопотенциалом БРЛС УС PG и САП $P_j G_j$, дальностью расположения объекта наблюдения D_n и помехопостановщика D_j , а также эффективной площадью отражения (ЭПО) цели σ_n и условиями постановки помех (по главному либо боковым лепесткам). К примеру, при реализации режима индивидуального прикрития, когда аппаратура постановки помех расположена непосредственно на прикрываемом объекте (работа по главному лепестку ДНА БРЛС), отношение сигнал-шум на входе будет равно

$$q_{in}^2 = \frac{PG\sigma_n}{(4\pi)^2 D^4} \bigg/ \frac{P_j G_j}{4\pi D^2} = \frac{PG\sigma_n}{4\pi P_j G_j D^2}. \quad (2)$$

Принимая, что данная величина является фиксированной, из выражения (1) следует, что отношение сигнал-помеха на выходе устройства обработки определяется исключительно *длительностью интервала когерентного накопления τ_n и шириной спектра ЗС Δf_c* . Для решения поставленной задачи требуется определить максимальные (потенциально достижимые) значения данных характеристик.

Обсуждая величину длительности интервала когерентного накопления, следует учесть, что в БРЛС ОЗП используется ЗС в виде периодической импульсной последовательности. В этом случае величина τ_n определяется отношением длительности интервала синтезирования и скважности: $\tau_n = T_c / Q$. С учетом предлагаемого подхода к оценке помехозащищенности примем ее минимально возможной, равной 2,5, что соответствует величине потерь в отношении сигнал-шум 4 дБ. Остается найти максимальную продолжительность интервала синтезирования, которая, как следует из дальнейшего изложения, определяется исключительно геометрией взаимного расположения и кинематикой относительного движения носителя БРЛС УС и картографируемого участка местности.

Для определения искомой величины рассмотрим кинематику взаимного перемещения фазового центра БРЛС и точечного объекта наблюдения в горизонтальной плоскости (рисунок 1). Из геометрических соображений следует, что выражение, характеризующее закон изменения текущей дальности во времени, имеет вид:

где D_0, β_0 – начальные дальность и азимут наблюдаемого объекта относительно БРЛС УС в системе координат, связанной с вектором скорости ее носителя, совершающего прямолинейный полет с постоянно скоростью V_i .

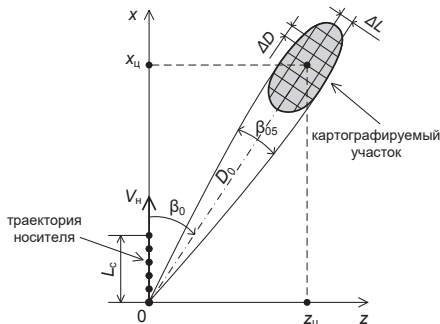


Рисунок 1 – Геометрия расположения носителя БРЛС и картографируемого участка в процессе синтезирования апертуры

Выражение (3) является существенно нелинейным, для определения максимально возможного времени наблюдения разложим его в ряд Тейлора, ограничившись первыми пятью членами разложения (ограничение количества членов ряда будет аргументировано ниже):

$$D(t) \approx D_0 - V_{\text{II}} \cos \beta_0 t + \frac{V_{\text{II}}^2}{2D_0} \sin^2 \beta_0 t^2 + \frac{V_{\text{II}}^3}{2D_0^2} \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0 t^3 + \frac{V_{\text{II}}^4}{8D_0^3} \sin^2 \beta_0 (5 \cos^2 \beta_0 - 1) t^4. \quad (4)$$

Величину доплеровского смещения частоты найдем как производную функции текущей дальности (4) по времени. Имеем:

$$V(t) = D'(t) \approx -V_H \cos \beta_0 + \frac{V_H^2}{D_0} \sin^2 \beta_0 t + \frac{3V_H^3}{2D_0^2} \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0 t^2 + \frac{V_H^4}{2D_0^3} \sin^2 \beta_0 (5 \cos^2 \beta_0 - 1) t^3. \quad (5)$$

Первое, не зависящее от времени, слагаемое в выражении (5) определяет величину постоянного доплеровского смещения частоты отраженного сигнала. Величина второго (линейного) члена характеризует крутизну ЛЧМ траекторного сигнала. Третье и четвертое слагаемые суммы (5) определяют дополнительный набег частоты за время синтезирования, характеризующий отличие (отклонение) закона частотной модуляции траекторного сигнала от линейного.

Можно показать, что при переднебоковом обзоре ($\text{ПБО } 10^\circ < \beta_0 < 60^\circ$) преобладающее влияние на величину ошибки по частоте вносит третье слагаемое (квадратичный член ряда Тейлора) выражения (5), а при боковом обзоре ($\beta_0 \approx 90^\circ$) – четвертое слагаемое (кубический член). Ошибки, вносимые последующими членами ряда Тейлора, являются гораздо менее существенными.

Максимально возможное время *фокусированного синтезирования апертуры при ПБО* определим с учетом следующего ограничивающего условия: абсолютная величина накопленной за время $T_{\text{ФСД}}$ ошибки по доплеровской частоте Δf , вызванной



неучетом квадратичного члена ряда (5), должна соответствовать ширине полосы пропускания доплеровского фильтра, обратно пропорциональной времени СА. Математическая формализация данного условия характеризуется следующим равенством:

$$\Delta f = \frac{1}{T_{\text{ФСА}}} = \frac{2}{\lambda} \Delta V = \frac{3V_n^3}{\lambda D_0^2} \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0 T_{\text{ФСА}}^{-2}. \quad (6)$$

Выразив отсюда искомую величину потенциального времени фокусированного СА при ПБО, получим:

$$T_{\text{ФСА}}^{\text{ПБО}} = \frac{1}{V_n} \sqrt[3]{\frac{\lambda D_0^2}{3 \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0}}. \quad (7)$$

Режим ДОЛ использует нефокусированный синтез апертуры, характеризующийся учетом при обработке только постоянного члена ряда Тейлора, определяющего обусловленное текущим азимутальным положением наблюдаемого объекта фиксированное доплеровское смещение частоты отраженного сигнала. Максимальную величину ошибки по скорости (частоте) здесь определяет линейный член ряда (5). Ограничивающее условие в данном случае формулируется следующим образом: абсолютная величина накопленной за время $T_{\text{ДОЛ}}$ ошибки по доплеровской частоте Δf , вызванной неучетом линейного члена ряда (5), должна быть равна ширине полосы пропускания доплеровского фильтра, обратно пропорциональной времени наблюдения.

Математическая формализация данного условия характеризуется равенством

$$\Delta f = \frac{1}{T_{\text{ДОЛ}}} = \frac{2}{\lambda} \Delta V = \frac{2V_n^2}{\lambda D_0} \sin^2 \beta_0 T_{\text{ДОЛ}}. \quad (8)$$

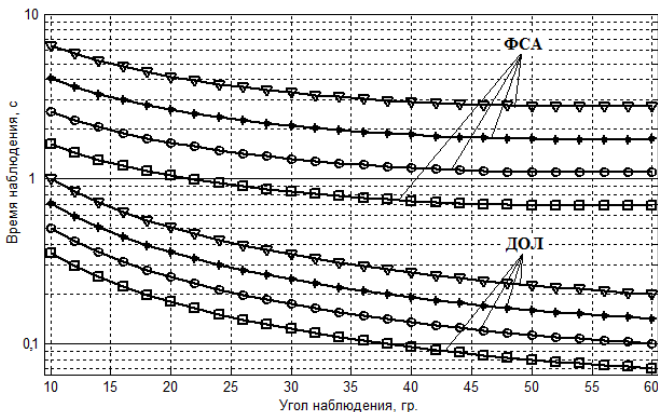
Выразив искомую величину максимально возможного времени наблюдения при реализации режима ДОЛ, получим:

$$T_{\text{ДОЛ}} = \frac{1}{V_n \sin \beta_0} \sqrt{\frac{\lambda D_0}{2}}. \quad (9)$$

Комментарий. Обратно пропорциональная зависимость максимального времени наблюдения T_c скорости носителя БРЛС V_n , при постоянной величине линейного размера СА ($L_c = T_c V_n$), свидетельствует о том, что потенциальное время синтезирования ограничено только *геометрией* взаимного расположения и кинематикой относительного перемещения БРЛС и объекта наблюдения и не зависит от физических размеров реальной антенны БРЛС(!). С учетом информации, представленной в авторитетных источниках [2, 5, 6], данный вывод отнюдь не тривиален.

Иллюстрация зависимости величины максимально допустимого времени картографирования от угла и дальности наблюдения для переднебокового обзора представлена на рисунке 2. Из представленных графиков следует существенное (приблизительно на десятичный порядок) увеличение максимально допустимого времени наблюдения при переходе от режима ДОЛ к режиму фокусированного синтезирования. Зависимость данной величины от угла наблюдения выражена гораздо менее ярко.

Представленный выше расчет потенциального времени наблюдения позволяет охарактеризовать потенциальную линейную разрешающую способность в азимутальной плоскости для всех перечисленных выше режимов картографирования.



Условия наблюдения: $\lambda = 3$ см; $V_n = 200$ м/с; $D_0 = 10$ км (помечено квадратами); $D_0 = 20$ км (помечено кругами); $D_0 = 40$ км (помечено звездочками); $D_0 = 80$ км (помечено треугольниками)

Рисунок 2 – Зависимость максимально возможного времени картографирования от угла наблюдения при ПБО

Общий подход к оценке потенциальной разрешающей способности в режиме фокусированного и нефокусированного СА при ПБО основан на оценке ширины спектра траекторного сигнала, ограниченной максимально допустимой величиной времени синтезирования.

В режиме ФСА траекторный сигнал характеризуется квадратичной функцией изменения дальности (третий член ряда Тейлора в выражении (4)). Соответствующая ему функция изменения полной фазы принимаемого сигнала будет иметь вид

$$\varphi(t) = \frac{4\pi\Delta D(t)}{\lambda} = \frac{2\pi V_n^2 \sin^2 \beta_0}{\lambda D_0} t^2. \quad (10)$$

Мгновенная частота как производная от фазы сигнала описывается выражением

$$\omega(t) = \varphi'(t) = \frac{4\pi V_n^2 \sin^2 \beta_0}{\lambda D_0} t = 2\pi f(t). \quad (11)$$

Множитель, стоящий при переменной времени, физически характеризует крутизну ЛЧМ траекторного сигнала:

$$k_f = \frac{f(t)}{t} = \frac{2V_n^2 \sin^2 \beta_0}{\lambda D_0}. \quad (12)$$

Из физических соображений следует, что расчет линейной разрешающей способности по азимуту как функции ширины спектра траекторного сигнала, в отличие от «стандартного» случая расчета разрешающей способности РЛС по дальности ($\Delta D = c/(2\Delta f)$), должен учитывать не скорость света c , а пространственную частоту траекторного сигнала, определяемую скоростью носителя V_n и углом обзора β_0 . С учетом формулы (12) определяемое шириной спектра траекторного сигнала $\Delta f = k_f t_c$, общее выражение для линейной разрешающей



способности БРЛС с СА в азимутальной плоскости за время наблюдения t_c будет иметь вид

$$\Delta L_{\text{ФСА}} = \frac{V_n \sin \beta_0}{k_f t_c} = \frac{\lambda D_0}{2V_n t_c \sin \beta_0} = \frac{\lambda D_0}{2L_c \sin \beta_0}, \quad (13)$$

где $L_c = V_n t_c$ – протяженность траектории полета носителя за время синтезирования.

Подставив в выражение (13) значение максимально допустимого времени наблюдения (см. выражение (7)), получим соотношение, характеризующее *потенциально достижимую* линейную разрешающую способность БРЛС в азимутальной плоскости для режима ФСА при ПБО:

$$\Delta L_{\text{ФСА}}^{\text{ПБО}} = \frac{V_n \sin \beta_0}{k_f T_{\text{ФСА}}^{\text{ПБО}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3\lambda^2 D_0}{\text{tg} \beta_0}}; \quad (14)$$

Из данного выражения следует, что потенциальная линейная разрешающая способность БРЛС при ФСА определяется исключительно длиной волны, дальностью картографируемого участка и углом наблюдения.

Обсуждая азимутальную разрешающую способность для режима ДОЛ, используем аналогичный подход. Здесь траекторный сигнал наблюдаемого точечного объекта является простым прямоугольным радиоимпульсом, ширина спектра которого обратно пропорциональна его длительности. С учетом выражения (9), а также упомянутых выше особенностей пересчета ширины спектра траекторного сигнала в линейную разрешающую способность

$$\Delta L_{\text{ДОЛ}} = V_n \sin \beta_0 T_{\text{ДОЛ}} = \sqrt{\frac{\lambda D_0}{2}}. \quad (15)$$

Как и в предыдущем случае, здесь линейная разрешающая способность по азимуту определяется дальностью картографируемого участка и длиной волны. Однако имеется и парадоксальный результат: в режиме ДОЛ данная величина не зависит от угла наблюдения! Понятно, что при малых углах наблюдения требуемое время картографирования увеличивается (см. рис. 2), но при этом потенциальная разрешающая способность остается постоянной.

На рисунке 3 изображены графики зависимости потенциальной линейной разрешающей способности в азимутальной плоскости от угла наблюдения и дальности для режима переднебокового обзора.

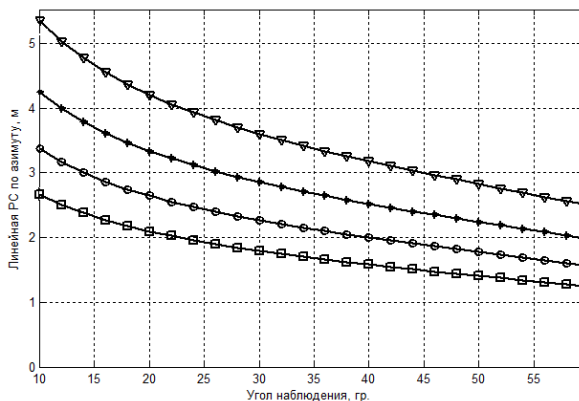
Из графиков следует, что во всем диапазоне дальностей и углов наблюдения в режиме ФСА может быть достигнута линейная разрешающая способность в азимутальной плоскости в 1...5 м.

Результаты анализа данной величины для режима ДОЛ сведены в таблицу 2.

Таблица 2. – Зависимость потенциально достижимой линейной РС в азимутальной плоскости от дальности объекта наблюдения в режиме ДОЛ

| | | | | |
|---|----|----|----|----|
| Дальность объекта наблюдения, км | 10 | 20 | 40 | 80 |
| Потенциальная линейная РС по азимуту, м | 12 | 17 | 24 | 35 |

Как видно из таблицы, для 3-см диапазона длин волн наилучшая (единицы метров) потенциальная линейная разрешающая способность картографирующей РЛС в режиме ФСА на порядок лучше, чем в режиме ДОЛ (десятки метров).



Условия наблюдения: $\lambda = 3$ см; $V_n = 200$ м/с; $D_0 = 10$ км (помечено квадратами); $D_0 = 20$ км (помечено кругами); $D_0 = 40$ км (помечено звездочками); $D_0 = 80$ км (помечено треугольниками)

Рисунок 3 – Зависимость потенциально достижимой линейной разрешающей способности в режиме ФСА по азимуту от угла наблюдения при ПБО

С учетом полученных результатов, а также рационального условия приблизительного равенства разрешающей способности формируемого радиолокационного изображения по двум координатам ($\Delta L \approx \Delta D$) можно обосновать количественные значения максимальной ширины спектра зондирующих импульсов РЛС картографирования для различных режимов:

– при ПБО с фокусированным синтезированием апертуры антенны

$$\Delta f_{\text{ФСА}}^{\text{ПБО}} = \frac{c}{2\Delta L_{\text{ФСА}}^{\text{ПБО}}} = c \sqrt{\frac{\text{tg} \beta_0}{3\lambda^2 D_0}}; \quad (16)$$

– при использовании режима доплеровского облучения луча:

$$\Delta f_{\text{ДОЛ}} = \frac{c}{2\Delta L_{\text{ДОЛ}}} = \frac{c}{\sqrt{2\lambda D_0}}. \quad (17)$$

Абсолютные значения максимальной ширины спектра ЗС для данных режимов сведены в таблицу 3. Как видно из таблицы, режимы картографирования БРЛС УС характеризуются различной максимальной шириной спектра ЗС. Полученная зависимость позволяет оценить, какая часть АШП попадет в приемник БРЛС УС.

Таблица 3. – Зависимость максимальной ширины спектра зондирующего сигнала от дальности объекта наблюдения в режимах ДОЛ и ФСА для 3-см диапазона длин волн

| Дальность объекта наблюдения, км | | 10 | 20 | 40 | 80 |
|---|--|----------|---------|---------|---------|
| Максимальная ширина спектра зондирующего сигнала, МГц | в режиме ДОЛ | 12 | 8,7 | 6,1 | 4,3 |
| | в режиме ФСА (ПБО) для $\beta = 10^\circ \dots 60^\circ$ | 56...120 | 45...95 | 35...76 | 28...60 |
| | в режиме ФСА (БО) | 590 | 490 | 420 | 350 |



Наконец, используя полученные результаты для потенциально достижимых значений длительности интервала синтезирования и ширины спектра ЗС (см. выражения (7), (9), (16), (17)), на основе формулы (1) получаем аналитические выражения для отношения сигнал-шум на выходе устройства обработки РЛС обзора земной поверхности:

– для режима доплеровского облучения луча:

$$q_{\text{дол}}^2 = q_{\text{ин}}^2 \frac{T_{\text{дол}} \Delta f_{\text{дол}}}{Q} = q_{\text{ин}}^2 \frac{c}{2QV_n \sin \beta_0}; \quad (18)$$

– для режима фокусированного синтезирования при переднебоковом обзоре:

$$q_{\text{ФСАПБО}}^2 = q_{\text{ин}}^2 \frac{T_{\text{ФСАПБО}} \Delta f_{\text{ФСАПБО}}}{Q} = q_{\text{ин}}^2 \frac{c}{QV_n} \sqrt{\frac{D_0}{9\lambda \sin \beta_0 \cos^2 \beta_0}}; \quad (19)$$

Общей особенностью полученных выражений является обратная зависимость выходного отношения сигнал-шум от скорости носителя. Это понятно: чем меньше скорость, тем больше время синтезирования, что улучшает энергетические отношения.

Интересен полученный результат для режима фокусированного синтезирования при переднебоковом обзоре: отношение сигнал-шум имеет экстремальную зависимость от угла наблюдения. Для нахождения оптимального угла β_0 необходимо продифференцировать выражение (19) по данному аргументу и приравнять результат к нулю:

$$\frac{dq_{\text{ФСАПБО}}^2}{d\beta_0} = k (\sin \beta_0 \cos^2 \beta_0)^{-\frac{1}{3}} = -\frac{1}{3} k (\sin \beta_0 \cos^2 \beta_0)^{-\frac{4}{3}} [\cos^3 \beta_0 - 2 \sin^2 \beta_0 \cos \beta_0] = 0, \quad (20)$$

где $k = \frac{q_{\text{ин}}^2 c}{QV_n} \sqrt{\frac{D_0}{9}}$ – не зависящий от β_0 коэффициент.

Так как «крайние» ситуации ($\beta_0 = 0^\circ; 90^\circ$) нас не интересуют, рассмотрим условие равенства нулю множителя в квадратных скобках. Имеем:

$$\beta_0^{\text{opt}} = \arctan \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 35,3^\circ. \quad (21)$$

Проиллюстрируем полученные результаты на примере решения задачи прикрытия танка Т-90 (вариант модернизации танка Т-72) с эффективной площадью отражения в 3-см диапазоне длин волн $\sigma = 20 \text{ м}^2 \rightarrow 13 \text{ аА}^2$. Энергопотенциал станции активных помех прием соответствующим отечественному «мастодонту» – станции типа СПН-30: $P_{G_j} = 68 \text{ аА}^2$, однако, в отличие от данной станции, обеспечим высокоточную спектральную прицельность создаваемых активных шумовых помех.

Рассмотрим 2 варианта режима прикрытия: индивидуальное (работа по станции помех по ГЛ ДНА РСА) и групповое (работа через ближний БЛ ДНА, то есть с ослаблением помехи на величину $\xi_j = 25 \text{ аА}$). В качестве объекта подавления рассмотрим бортовую РЛС AN/APG-68(V9) многофункционального истребителя F-16C Block52+. Угол наблюдения примем равным оптимальному (см. выражение (21)).

Результаты расчета выходного отношения сигнал-шум для различных дальностей радиолокационного наблюдения и режимов картографирования приведены в таблице 4.

Таблица 4. – Зависимость отношения сигнал-шум от дальности и режима картографирования при переднебоковом обзоре

| Режим прикрытия/картографирования | | Выходное отношение сигнал-шум для различных дальностей объекта наблюдения: | | | |
|--------------------------------------|-----|---|--------|--------|--------|
| | | 10 км | 20 км | 40 км | 80 км |
| Индивидуальное | ДОЛ | –15 дБ | –21 дБ | –27 дБ | –33 дБ |
| | ФСА | 2 дБ | –3 дБ | –8 дБ | –13 дБ |
| Групповое | ДОЛ | 10 дБ | 4 дБ | –2 дБ | –8 дБ |
| | ФСА | 27 дБ | 22 дБ | 17 дБ | 12 дБ |

Анализируя полученные результаты, можно сделать следующие выводы:

1. В режиме группового прикрытия даже такая высокопотенциальная САП, как СПН-30, является неэффективной во всех режимах картографирования. Это говорит о крайне низком спектральном КПД прицельных активных шумовых помех как средства прикрытия наземных объектов. Только в режиме ДОЛ при наблюдении объектов на больших дальностях (>40 км) выходное отношение сигнал-шум меньше 0 дБ.

2. При воздействии помех по ГЛ ДНА выходное отношение сигнал-шум всегда меньше 0 дБ, однако при этом говорить о возможности использования станций типа СПН-30 для прикрытия мобильных наземных объектов ВВТ все равно не приходится: данная станция не может использоваться в движении.

Таким образом, охарактеризованы параметры радиолокационных станций обзора земной поверхности как объектов радиоэлектронного подавления. Получены аналитические выражения, определяющие потенциально достижимые характеристики данных систем, а также их помехозащищенность при работе в различных режимах. Все вышеперечисленное характеризует низкую эффективность, а следовательно, нецелесообразность использования станций активных шумовых помех в целях прикрытия объектов ВВТ от средств радиолокационной разведки ударных самолетов.

Литература

1. Лапука, О. Г. Энергетические соотношения при согласованной фильтрации дискретного конечномерного сигнала в цифровом приемнике / О. Г. Лапука // Сб. науч. ст. Воен. акад. Респ. Беларусь. – 2013. – № 24. – С. 83–90.

2. Кондратенков, Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов; под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

3. Многофункциональные радиолокационные комплексы истребителей: учеб. пособие для вузов / В. Н. Антипов [и др.]; под ред. В. Н. Лепина. – М.: Радиотехника, 2014. – 296 с.

4. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов / под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2006. – Т. 1. РЛС –



информационная основа боевых действий многофункциональных самолетов. Системы и алгоритмы первичной обработки радиолокационных сигналов. – 656 с.

5. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / под ред. М. И. Сколника; пер с англ.; под общ. ред. В. С. Вербы. – М.: Техносфера, 2014. – Кн. 2 – 680 с.

6. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / В .Н. Антипов [и др.]; под ред. В .Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988. – 304 с.: ил.

В. В. Волощик, младший научный сотрудник ТО-3
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы
радиолокации»»

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ В ТРЕХБАЗОВОМ РДМ КОМПЛЕКСЕ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ С НАЗЕМНЫМ РАЗМЕЩЕНИЕМ ПРИЕМНЫХ ПУНКТОВ И ВАРИАНТАХ НА ЕГО ОСНОВЕ

Определение координат воздушных объектов (ВО) – носителей высокоточного оружия методом пассивной радиолокации является одним из способов повышения скрытности и живучести системы обнаружения и местоопределения средств воздушного нападения.

В позиционных системах местоопределения за оценку координат ИРИ в пространстве принимается точка пересечения не менее трех поверхностей положения. Применительно к разностно-дальномерному (РДМ) комплексу эти поверхности являются поверхностями второго порядка и представляют собой гиперболоиды вращения.

Трехбазовая разностно-дальномерная система местоопределения с наземным размещением приемных пунктов минимального состава обладает двумя объективными недостатками: неоднозначностью местоопределения и большими ошибками измерения высоты при наблюдении воздушных объектов на малых углах. [1-5].

Первый недостаток обусловлен нелинейной (квадратичной) связью между значениями разностей времени приема сигналов и искомыми координатами ИРИ и, как следствие, наличием двух решений. Данный недостаток может быть преодолен за счет введения избыточного канала измерения, позволяющего производить однозначный выбор в пользу одного варианта решения.

Причиной второго недостатка является малая эффективная база по высоте ($L_{ЭФ}$), определяемая углом наблюдения базы комплекса в соответствующей плоскости из точки размещения объекта.

Расчеты показывают, что для наземного РДМ комплекса с базами 30 км при изменении дальности до ВО, находящегося на высоте 10 км, от 80 до 300 км размер эффективной базы в вертикальной плоскости уменьшается с 6 км до 300 м. (см. рисунок 1)

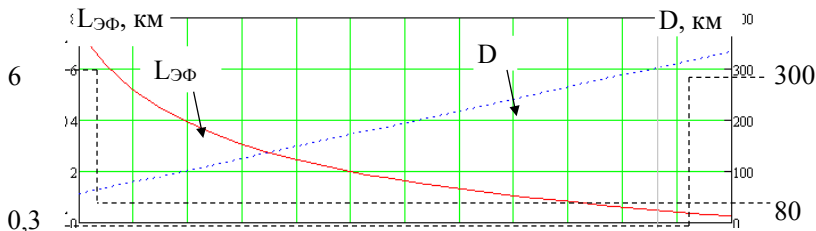


Рисунок 1 – Зависимость размера эффективной базы по высоте в вертикальной плоскости.



Оба вышеуказанных фактора существенным образом сказываются на размерах рабочей зоны комплекса радиотехнической разведки ВО, что определять актуальность задачи анализа путей устранения (снижения) их негативного действия.

Одним из путей решения может быть вариант применения на одном из приемных пунктов, например, центральном, канала измерения угла места (далее угломерно-разностно-дальномерный (УРДМ) комплекс).

В качестве альтернативы может быть рассмотрен подход связанный и размещением одного из приемных пунктов на летно-подъемном средстве (ЛПС), например, беспилотном летательном аппарате (БЛА), технологии построения и применение которых в настоящее время стремительно развиваются.

Для оценки точности измерения координат ВО комплексом местоопределения без имитационного моделирования необходимо знание аналитической формы функциональной зависимости вида

$$\vec{\alpha} = F_{\varepsilon}^{-1}(\vec{\varepsilon}, x_i, y_i, z_i),$$

где: $\vec{\alpha} = \begin{pmatrix} x & y & z \end{pmatrix}$ – вектор координат воздушного объекта;

$\vec{\varepsilon}$ – вектор измеряемых параметров;

x_i, y_i, z_i – координаты i -го приемного пункта ($i=0 \dots m-1$);

m – количество приемных пунктов комплекса;

F_{ε}^{-1} – функциональная зависимость между измеряемыми параметрами, размещением приемных пунктов и координатами объекта.

Для оценки эффекта повышения точности измерения высоты ВО за счет введения угломерного канала была получена прямая функциональная связь между искомыми координатами ВО и измеряемыми параметрами поверхностей положения для УРДМ комплекса (угол места ИРИ и три значения разности времени приема сигналов), а также построены график зависимости среднеквадратической ошибки (СКО) измерения высоты от дальности для РДМ комплекса и семейство графиков при различных значениях СКО измерения угла места и размерах баз (рисунок 2) [6].

Условия проведения расчетов:

высота полета ВО – 10 км, азимут относительно ЦП – 0 град;

топология комплекса – трехлучевая «звезда» с базой (В) 10 и 30 км (азимут от центрального приемного пункта (ЦПП) на периферийные ПП составляет 0, 120, 240 град).

Среднеквадратическая ошибка измерения разности времени приема сигналов $\sigma_{\Delta t} = 20$ нс задавалась по результатам натурных испытаний трехбазового РДМ комплекса в рамках НИР «Разрежение-УВЧ» [7].

Анализ результатов, представленных на рисунке 2, позволяет сделать вывод, что положительный эффект при введении угломерного канала достигается для комплекса с базой 10 км на дальности более 125 км при обеспечении СКО измерения угла не более 0,4 град, а для комплекса с базой 30 км – на дальности более 175 км при обеспечении СКО измерения угла не более 0,2 град, что в целом согласуется с результатами, указанными в [2].

Для оценки возможностей достижения требуемой точности измерения угла места в типовых условиях проведены расчеты потенциальных ошибок в случаях

приема сигналов от бортового ответчика системы IFF/SIF типа AN/APX-119 и многофункциональной БРЛС самолета F-16 типа AN/APG-68.

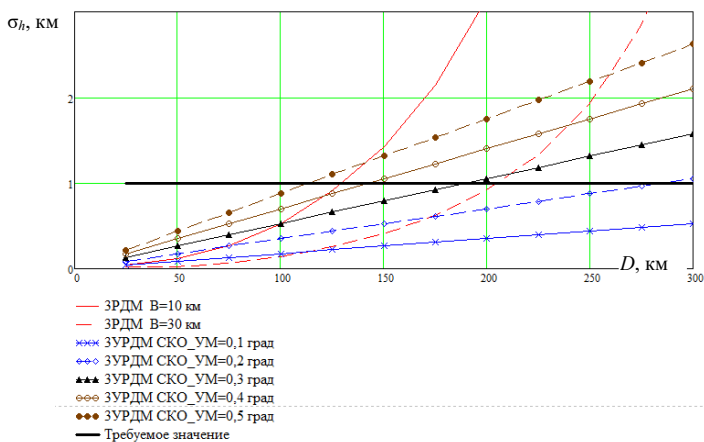


Рисунок 2 – Зависимости СКО измерения высоты от дальности РДМ и УРДМ комплексов

На рисунке 3 показаны зависимости отношения сигнал/шум на выходе линейной части приемника от дальности до ИРИ для обоих случаев.

При получении оценок мощности сигнала на входе приемника учет множителя Земли не производился, так как его влиянием в сантиметровом диапазоне ввиду неровностей земной поверхности можно пренебречь, а в дециметровом диапазоне значение множителя Земли в зависимости от углового положения ИРИ, высоты подъема антенны изменяется в пределах от 0 до 2, следовательно, уровень сигнала может быть как существенно ниже, так и выше полученных оценок в два раза [8].

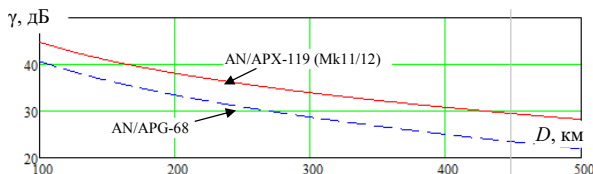


Рисунок 3 – Зависимости отношения сигнал/шум от дальности до ИРИ в условиях прямой видимости

Условия расчетов:

1. Тип ИРИ:

Бортовой ответчик системы Mk11/12 типа AN/APX-119:

$P_{изл} = 125$ Вт; $G_{изл} = 7$ дБ; $\lambda = 0,275$ м; $\alpha_{0,275м} = 6,5 \cdot 10^{-3}$ дБ/км;

Многофункциональная РЛС типа AN/APG-68:



$P_{\text{изл}} = 10 \text{ кВт}$; $G_{\text{изл}} = 6 \text{ дБ}$ (с учетом приема сигнала по боковым лепесткам ДНА с уровнем минус 30 дБ); $\lambda = 0,03 \text{ м}$; $\alpha_{0,03 \text{ м}} = 0,012 \text{ дБ/км}$.

2. Параметры приемной части: $K_{\text{ш}} = 4 \text{ дБ}$; $G_{\text{пр}} = 21 \text{ дБ}$; $\Delta F = 20 \text{ МГц}$.

Точность измерения углового положения ИРИ определяется соотношением геометрического размера антенной системы и длины волны принимаемого излучения, а также достигаемым отношением сигнал/шум [9]:

$$\sigma_{\varepsilon} = \frac{(\Delta_{\varepsilon})^2}{4\pi\gamma},$$

где $\Delta_{\varepsilon} = \frac{\lambda}{L}$ – разрешающая способность по углу, рад;

λ – длина волны, м;

L – размер апертуры антенны, м;

$$\gamma = \frac{P_{\text{изл}} G_{\text{изл}} G_{\text{пр}} \lambda^2 10^{-\alpha \frac{D}{10}}}{(4\pi D)^2 k K_{\text{ш}} T_3 \Delta F} \text{ – отношение сигнал/шум на выходе линейной части}$$

приемника;

α – коэффициент удельного поглощения электромагнитной энергии в атмосфере, дБ/км;

D – расстояние между ИРИ и приемным пунктом комплекса РТР, м;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана, Дж/град;

$K_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника;

T_3 – эквивалентная шумовая температура, К;

ΔF – ширина полосы пропускания РПУ, Гц.

На рисунке 4 отображены зависимости достигаемой СКО измерения угла места при использовании антенны, апертура которой составляет утроенное значение длины волны сигнала (геометрические размеры не превышают 1 м).

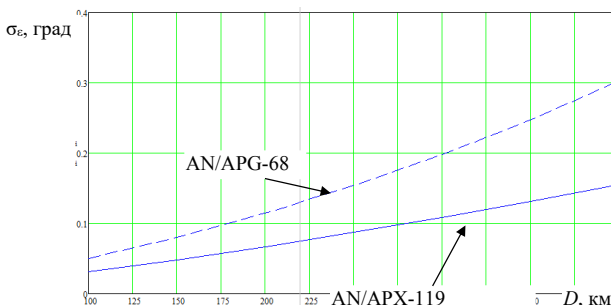


Рисунок 4 – Зависимость достигаемой СКО измерения угла места от дальности до ИРИ

Сравнительная оценка точности измерения высоты ИРИ в трехбазовом РДМ и УРДМ комплексах показывает, что ее требуемое значение – (не более 1 км согласно [10]) – применительно к РДМ комплексу с базой 30 км и СКО измерения разностей

времени приема сигнала $\sigma_{\Delta t} = 20$ нс может быть достигнута на дальностях до 200 км, в то же время при использовании УРДМ комплекса – до 280 км для ИРИ типа AN/APG-68, до 350 км для ИРИ типа AN/APX-119 (см. рисунки 2 и 4). Эффект повышения точности измерения высоты при использовании канала измерения угла места проявляется в большей степени при уменьшении размера базы РДМ комплекса, что является следствием влияния на точность местоопределения геометрического фактора.

Применительно ко второму рассматриваемому альтернативному варианту комплекса местоопределения (4-х базовый РДМ комплекс с использованием ЛПС) зависимость значения ошибки измерения высоты от дальности и высоты подъема ЛПС представлена на рисунке 5. Условия моделирования аналогичные тем, которые использовались для получения результатов, представленных на рисунке 2.

Анализ результатов показывает, что применительно к 4-х базовому комплексу местоопределения с использованием ЛПС зависимость значения ошибки измерения высоты от дальности носит линейный характер, в отличие от 3-х базового варианта.

При уменьшении размера баз наземной составляющей комплекса эффект использования ЛПС возрастает.

Для рассматриваемых условий, при обеспечении СКО измерения разности времени приема сигналов 20 нс, размере баз наземной части комплекса 30 км и высоте подъема ЛПС 2 км дальняя граница рабочей зоны комплекса возрастает на 25 % (с 205 км до 255 км).

Размещение ЛПС на высоте 2 км практически эквивалентно использованию канала измерения угла места с точностью не хуже 0,2 град. (см. рисунки 2 и 5)

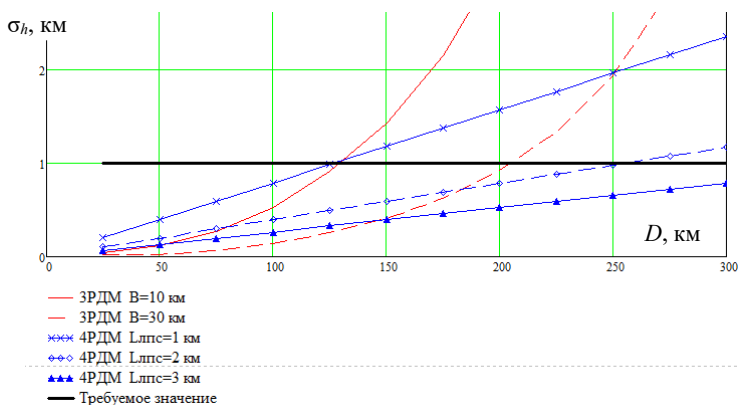


Рисунок 5 – Зависимости СКО измерения высоты от дальности до ИРИ и высоты подъема ЛПС

Анализ влияние высоты подъема ЛПС на точность определения высоты ИРИ показывает, что в рассматриваемых условиях при недостаточной высоте ЛПС происходит снижение итоговой точности местоопределения по сравнению со случаем 3-х базового наземного РДМ комплекса РТР. Данный факт объясняется включением



в результирующую оценку высоты результатов измерения низкоточностным каналом.

Возрастание ошибки топопривязки приемных пунктов, в частности ЛПС, приводит к эквивалентному снижению точности измерения разности времени приема сигналов, что в свою очередь негативно сказывается на точности определения координат ИРИ, в том числе высоты (рисунок 6).

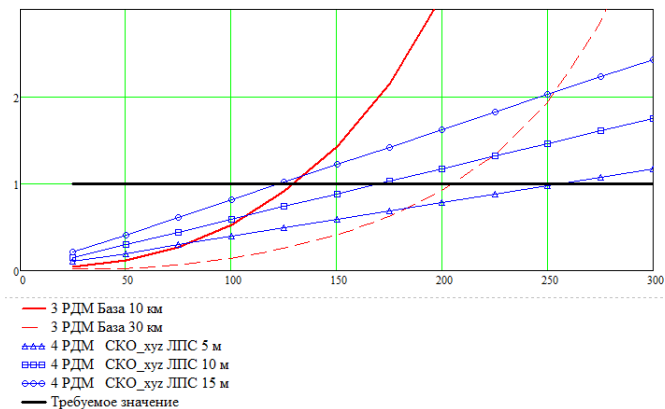


Рисунок 6 – Зависимости СКО измерения высоты от дальности до ИРИ и точности топопривязки ЛПС

Выводы

Введение дополнительного канала измерения угла места в наземном трехбазовом РДМ комплексе местоопределения минимального состава объективно позволяет устранить имеющую место неоднозначность решения системы позиционных уравнений, а также повысить точность измерения высоты ИРИ.

При обеспечении СКО измерения угла места, не превышающей 0,2 град, значение дальней границы рабочей зоны в УРДМ комплексе может быть увеличено более чем на 35 % по сравнению с трехбазовым РДМ комплексом ($B = 30$ км, $\sigma_{\Delta t} = 20$ нс).

Следует отметить, что при использовании данного подхода необходимо учитывать возникающие сложности при практической реализации антенной системы, обеспечивающей требуемую точность и однозначность измерений угла места ИРИ в широком диапазоне рабочих частот, а также одновременный прием сигналов ИРИ в круговую.

Альтернативным вариантом преодоления указанных ранее недостатков трехбазового РДМ комплекса может быть размещение дополнительного приемного пункта на ЛПС.

Требования по высоте размещения данного приемного пункта составляют не менее 2 км при точности измерения разности времени приема сигналов 20 нс и точности собственной топопривязки ЛПС не хуже 5 м по каждой из координат.

Вопросами, требующими проработки являются обеспечение требуемой точности синхронизации при передаче сигналов с борта нестационарного ЛПС, а также организацию его работы в воздухе.

Литература

1. Wide Area Multilateration. National Aerospace Laboratory NLR-CR-2004-472. Report on EATMP TRS 131/04. 2005. – 94 p.
2. Черняк, В. С. Многопозиционная радиолокация / В. С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
3. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / В. С. Шебшаевич [и др.]; под ред. В. С. Шебшаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.
4. Кондратьев, В. С. Многопозиционные радиотехнические системы / В. С. Кондратьев, А. Ф. Котов, Л. Н. Марков; под ред. В. В. Цветнова. – М.: Радио и связь, 1986. – 264 с.
5. Волощик, В. В. Способ аналитического расчета координат источников радиоизлучения в трехбазовом разностно-дальномерном комплексе радиотехнической разведки / В. В. Волощик // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. – № 1. – 2012. – С. 100–108.
6. Волощик, В. В. Способ расчета координат источников радиоизлучения и оценка требуемой точности измерения угла места в наземном угломерно-разностно-дальномерном комплексе местоопределения. разведки / В.В. Волощик. // Вест. Воен. акад. Респ. Беларусь. – № 1 (54). – 2017. – С. 41–47.
7. Разработка тактико-технических требований к аппаратно-программным средствам радиоконтроля и местоопределения воздушных объектов по сигналам систем опознавания УВЧ диапазона: отчет о НИР (шифр «Разрежение-УВЧ») / ОАО «КБ Радар»; рук. С.М.Костромицкий. – Минск, 2011 – 276 с.
8. Ширман, Я. Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справ. / Я. Д. Ширман. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2007. – 512 с.
9. Охрименко, А. Е. Основы обработки и передачи информации: учеб. для высш. училищ ПВО / А. Е. Охрименко. – Минск: МВИЗРУ ПВО, 1990. – 181 с.
- Ботов, М. И. Теоретические основы радиолокационных систем РТВ: учеб. пособие / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2007. – 346 с.



Ю.В. Гриднев, ведущий научный сотрудник унитарного
предприятия «Научно-производственный центр
многофункциональных беспилотных комплексов», Национальной
академии наук Беларуси

В.А. Пальцев, научный сотрудник НИЛ кафедры
авиационных радиоэлектронных систем авиационного
факультета, учреждения образования
«Военная академия Республики Беларусь»

МОДЕЛИРОВАНИЕ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМ ЕДИНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛА В СИСТЕМЕ MATLAB

Повышенный интерес к вопросам пространственно-временной обработки сигналов в радиолокационных станциях прежде всего связан с стремлением увеличить их помехоустойчивость за счет применения адаптивных фазированных антенных решеток и адаптивных приемников. Оптимизация обработки пространственно-временного сигнала цели на пространственно-временном фоне приводит к оптимизации системы обработки в целом, включая обработку сигналов в антенне и приемном устройстве. Такой подход позволяет синтезировать единую оптимальную систему и выявить потенциальные возможности пространственно-временной обработки сигналов.

Обработка радиолокационной информации в междуканальных и междупериодных системах с большой апертурой требует полного учета пространственно-временных (ПВ) характеристик полезных сигналов, помех и шумов. Искусственные разделения (факторизация) ПВ сигналов и помех, а также соответствующие системы их обработки на пространственную в антенной системе и временную в приемном устройстве снижает потенциально возможную эффективность этих систем за счет потери ПВ корреляционной связи единого сигнала [1-5].

Известно, что в РЛС с большой апертурой, тапа РЛС с синтезированной апертурой, система обработки сигнала на фоне коррелированных пассивных помех и шумов определяется ПВ матрицей в виде произведения двух сомножителей [1]

$$\|R_{kl\chi\lambda}^y\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\chi\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\chi\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1} \cdot \|Q_{kl\chi\lambda}^f\|, \quad (1)$$

где $\|R_{kl\chi\lambda}^f\| = \|Q_{kl\chi\lambda}^f\|$ – ПВ матрица сигнала фона первого этапа обработки, которая представляет собой аддитивную смесь радиоимпульсов пассивной помехи и белого шума $\hat{f}_{kl} = \hat{N}_{kl} + \hat{h}_{kl}$ в дискретные моменты времени с индексами kl и направлением прихода сигнала с индексами $\chi\lambda$; $\|R_{kl\chi\lambda}^H\| = \left[E + \left(\|Q_{kl\chi\lambda}^f\| \cdot \|R_{kl\chi\lambda}^x\| \right)^{-1} \right]^{-1}$ – ПВ матрица второго этапа обработки полезных радиоимпульсов на фоне остатков помех; $\|R_{kl\chi\lambda}^x\|$ – ПВ матрица дискретных значений комплексной огибающей отраженного полезного сигнала.

Для нормально распределенных случайных ПВ импульсных сигналов с нулевым средним на входе РЛС корреляционные моменты четвертого порядка

определяются корреляционными моментами второго порядка $\overline{\dot{U}_k \dot{U}_l^* \dot{U}_\chi \dot{U}_\lambda^*} = \overline{\dot{U}_k \dot{U}_l^*} \cdot \overline{\dot{U}_\chi \dot{U}_\lambda^*} + \left(\overline{\dot{U}_k \dot{U}_\lambda^*} \right)^2$, поэтому ПВ матрицу первого этапа обработки можно представить в виде [6]

$$\|R_{kl\chi\lambda}^I\| = \|R_{kl}^I\| \cdot \|R_{\chi\lambda}^I\| + (\|R_{k\lambda}^I\|)^2, \quad (2)$$

где $R_{kl}^I = 2\sigma_\Phi^2 r^{|k-l|} e^{i(k-l)\Delta\Psi_B}$ – дискретные значения временной междупериодной корреляционной функции; $R_{\chi\lambda}^I = 2\sigma_\Phi^2 r^{|x-\lambda|} e^{i(x-\lambda)\Delta\Psi_\Pi}$ – дискретные значения пространственной междуканальной корреляционной функции; $R_{k\lambda}^I = 2\sigma_\Phi^2 r^{|k-\lambda|} e^{i(k-\lambda)\Delta\Psi_{PB}}$ – дискретные значения ПВ междуканально-междупериодной корреляционной функции; $r^{|k-l|}$, $r^{|x-\lambda|}$, $r^{|k-\lambda|}$ – временной, пространственный и ПВ коэффициент корреляции; $\Delta\Psi_B$, $\Delta\Psi_\Pi$, $\Delta\Psi_{PB}$ – временной (доплеровский), пространственный и ПВ набег фазы отраженного сигнала.

Квадрат амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) ПВ фильтра подавления фона определяется дискретным преобразованием Фурье от элементов матрицы сигнала фона

$$\begin{aligned} |K^I(\omega T_n, \omega_y T_y)|^2 &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} R_{kl\chi\lambda}^I e^{-i[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \sum_{k-l} \sum_{\chi-\lambda} \left[R_{kl}^I \cdot R_{\chi\lambda}^I + (R_{k\lambda}^I)^2 \right] e^{-i[(k-l)\omega T_n + (\chi-\lambda)\omega_y T_y]} = \\ &= \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)} \cdot \frac{1}{S_{\chi\lambda}^f(\omega_y T_y)} + \frac{1}{S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y)}, \end{aligned} \quad (3)$$

где ω_y , T_y – угловая частота и угловой период дискретных значений сигнала фона; $S_{kl}^f(\omega T_n)$ – энергетический спектр последовательности междупериодных дискретных значений фона; $S_{\chi\lambda}^f(\omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканальных дискретных значений фона; $S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y)$ – энергетический спектр последовательности междуканально-междупериодных дискретных значений фона.

Из выражения (2) следует, что ПВ фильтр подавления фона должен состоять из пространственного фильтра с частотной характеристикой $K_\Pi^2(\omega_y T_y) = \frac{1}{S_{\chi\lambda}^f(\omega_y T_y)}$, временного фильтра с частотной характеристикой $K_B^2(\omega T_n) = \frac{1}{S_{kl}^f(\omega T_n)}$, и ПВ фильтра частотной характеристикой $K_{PB}^2(\omega T_n, \omega_y T_y) = \frac{1}{S_{k\lambda}^f(\omega T_n, \omega_y T_y)}$.

Таким образом, зоны режекции АЧХ ПВ фильтра обратно пропорциональны (имеют зеркальное отражение) пространственному, временному и ПВ спектру сигнала фона, что соответствует ПВ коэффициенту подавления $k_\Sigma = k_{kl} \cdot k_{\chi\lambda} + k_{k\lambda}$.

Максимальная эффективность ПВ фильтра при оптимальной обработке сигнала фона обеспечивается при выделении двух условий: минимальные значения зоны режекции (подавления) ПВ фильтра по частоте должны совпадать с максимумами спектров сигнала фона и ширина зоны подавления должна соответствовать ширине спектров сигнала фона. При ручной коррекции обеспечить данные условия



невозможно, поэтому разрабатываются и исследуются пространственные междуканальные автокомпенсаторы (ПАК) адаптивных антенных решеток (ААР) и временные междупериодные автокомпенсаторы (ВАК) для приемных систем (рисунок 1) [1,4,7-8].

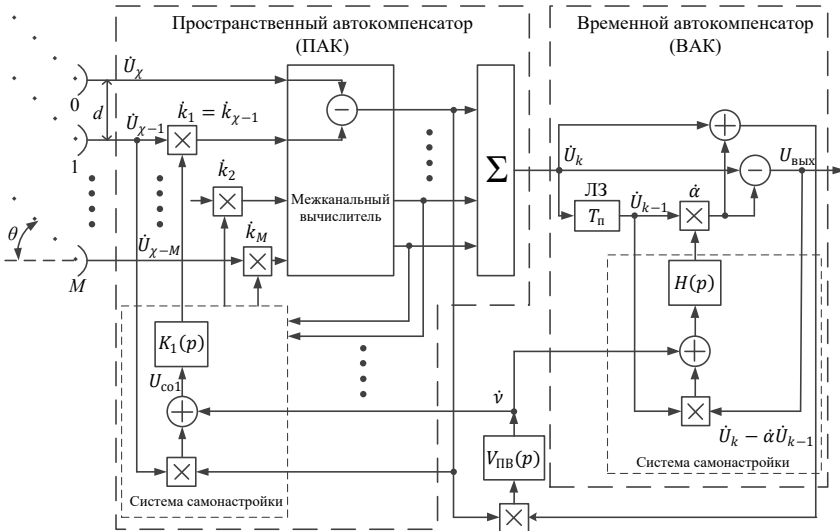


Рисунок 1 – ПВ адаптивная система обработки сигнала

Для ПВ обработки, кроме последовательно включенных ПАК и ВАК (или ВАК и ПАК) согласно уравнения (2), необходимо дополнительное автоматическое устройство обработки сигнала с ПВ корреляцией [9,10].

На рисунке 2 представлена в блочном и развернутом виде компьютерная модель ПВ автокомпенсатора пассивных помех в программе MATLAB-SIMULINK, которая состоит из последовательно соединенных элементов:

- блока формирования сигнала (БФС) цели, помехи и шума;
- пространственного (междуканального) автокомпенсатора (ПАК);
- временного (междупериодного) автокомпенсатора (ВАК);
- ПВ системы самонастройки (ПВ СС).

Для оценки влияния параметров систем самонастройки на общую эффективность ПВ системы компенсации было проведено компьютерное моделирование при различных значениях полос пропускания и различной амплитуды входной помехи при постоянном уровне шума, которое показало следующие результаты (таблица 1).

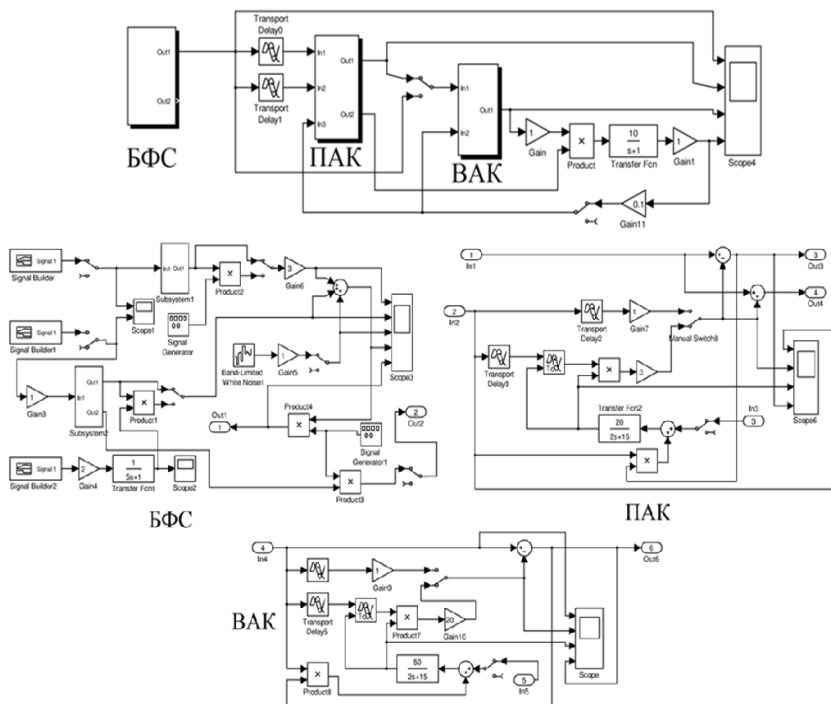


Рисунок 2 – Компьютерная модель ПВ автокомпенсатора
пассивных помех

Таблица 1 – Результаты компьютерного моделирования ПВ системы обработки
сигнала

| Т-пост.врем., с | | | Ампл. помехи, ед. | П/Ш вх., дБ | П/Ш вых. без ПВ, дБ | П/Ш вых. с ПВ СС, дБ | Выигрыш за счет ПВ СС, дБ |
|-----------------|-------|-------|-------------------------|----------------|---------------------------|-------------------------|---------------------------------|
| ПАК | ВАК | ПВ СС | | | | | |
| 0,2 | 0,1 | 0,1 | 1 | 25 | 7,9 | 2,7 | 5,2 |
| 0,2 | 0,1 | 0,1 | 3 | 35 | 5,8 | 2,4 | 3,4 |
| 0,2 | 0,1 | 0,1 | 5 | 40 | 5,2 | 2,1 | 3,1 |
| 0,6 | 0,3 | 0,3 | 3 | 35 | 6,0 | 3,4 | 2,6 |
| 0,2 | 0,1 | 0,1 | 3 | 35 | 5,8 | 2,4 | 3,4 |
| 0,07 | 0,035 | 0,035 | 3 | 35 | 6,4 | 1,1 | 5,3 |

При подаче на вход ПАК пакета радиопульсов по апертуре антенны и пакета импульсов по дальности (эпюры на рисунке 3) на выходе ПАК получим подавленную по пространству помеху (рисунок 4), а на выходе ВАК получим подавленную помеху по дальности (рисунок 5).

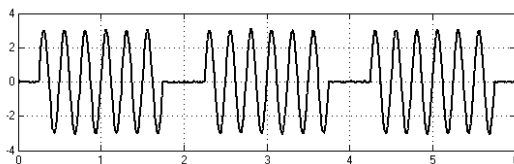


Рисунок 3 – Входной сигнал (помеха + шум, П/Ш=35 дБ,
Т-пост.врем.= 0,2(ПАК); 0,1(ВАК); 0,1(ПВСС))

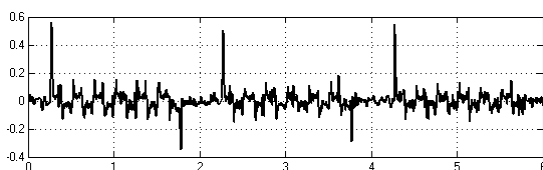


Рисунок 4 – Сигнал на выходе ПАК

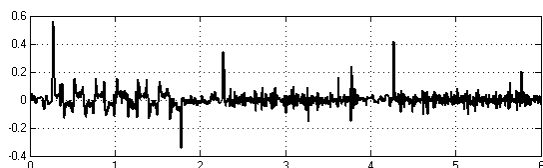


Рисунок 5 – Сигнал на выходе ВАК

Применение дополнительной ПВ системы самонастройки позволяет при различных полос пропускания всех систем самонастройки получить прирост к коэффициенту подавления помехи k_{Σ} от 2,6 дБ до 5,3 дБ.

Таким образом, наличие трех систем самонастройки позволяет обеспечить адаптивную обработку путем подстройки параметров систем под изменяющиеся по времени и пространству характеристики входных сигналов. «Платой» за адаптацию является наличие ошибок систем самонастройки, которые определяются их полосой пропускания. Применение в ПВ-АК дополнительной ПВ системы самонастройки приводит к увеличению коэффициента компенсации пассивной помехи.

Литература

1. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и РЭБ. Ч. 1. Основы радиолокации /. – М.: Воениздат, 1983. – 456 с.
2. Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1987. – 320 с.: ил.
3. Р.А. Монзинго, Т.У. Миллер Адаптивные антенные решетки. – М.: Радио и связь, 1986.

4. И.Я. Кремер и др. Пространственно-временная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1984.-224 с.

5. Radar technology encyclopedia / David K. Barton and Sergey A. Leonov, editors. Boston, London: Artech House, 1998.

6. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. М., «Высш. школа», 1977.

7. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития. / Под ред. А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 стр.: ил.

8. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. Авторы: В.Н. Антипов и другие – М.: Радио и связь, 1988.-304 с.

9. Гриднев Ю.В. Авторское свидетельство SU № 1507052 от 18.05.1987 «Пространственно-временной автокомпенсатор».

10. Гриднев Ю.В. Авторское свидетельство SU № 1632209 от 1.11.1990 «Цифровой пространственно-временной автокомпенсатор».



А.Ф. Мелец, Д.С. Нефёдов,
РПУП «Завод точной электромеханики»
УО «Военная академия Республики Беларусь»

МНОГОПОЗИЦИОННАЯ СИСТЕМА ПАССИВНОЙ ЛОКАЦИИ МАЛОВЫСОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Основным и практически единственным средством разведки маловысотных летательных аппаратов (ЛА) являются радиолокационные станции (РЛС). Относительно большие дальности обнаружения, высокая точность определения координат и другие преимущества делают их незаменимым средством при решении задач противовоздушной обороны в составе радиотехнических и зенитных ракетных войск. Однако, наличие «слепых» зон, уязвимость для противорадиолокационных ракет, высокая сложность эксплуатации и, что самое главное, большая стоимость, делают нецелесообразным использование РЛС для решения следующих задач:

- разведка ЛА на малых и предельно малых высотах, в условиях сложного рельефа местности (гористая местность, лес и др.);
- целеуказание огневым средствам на локальных участках местности;
- построение автономных систем поражения воздушных объектов.

Для перечисленных задач система разведки должна обладать высокой скрытностью, простотой размещения, способностью быстрой смены позиции и реконфигурации зоны обнаружения в соответствии с условиями местности, возможностью автономного функционирования, а также низкой стоимостью.

Перечисленным требованиям в полной мере отвечают многопозиционные системы пассивной локации (МСПЛ), построенные на базе пассивных автономных наземных датчиков (сейсмических, акустических, электростатических и др.). Практика использования таких систем ограничивается в основном системами обнаружения наземных объектов [1]. Известны примеры МСПЛ маловысотных ЛА, однако, сведения об опыте их боевого применения отсутствуют.

Одним из перспективных вариантов МСПЛ является система, осуществляющая обнаружение ЛА по возмущениям естественного электрического поля Земли [2–3]. Принцип действия системы поясняется рисунком 1.

При полете в свободной атмосфере, облаках и осадках на ЛА накапливается электрический заряд $10^{-7} \dots 10^{-4}$ Кл [2]. Величина заряда зависит от скорости движения, материала корпуса ЛА и состояния атмосферы. Накопление электрического заряда на корпусе ЛА приводит к изменению напряженности электрического поля вдоль траектории полета ЛА. Регистрация и обработка изменения электрического поля позволяет установить факт наличия и определить координаты ЛА.

Регистрация изменений электрического поля осуществляется электростатическими датчиками. С использованием электростатических датчиков разработан макет МСПЛ маловысотных ЛА, предназначенный для обнаружения и определения координат самолетов, крылатых ракет, вертолетов на локальных участках местности. Структурная схема системы представлена на рисунке 2.

Электростатические датчики осуществляют обработку полезного сигнала, естественных помех и принятие решения об обнаружении ЛА, которое вместе с оценкой времени обнаружения передается в пункт совместной обработки (ПСО).

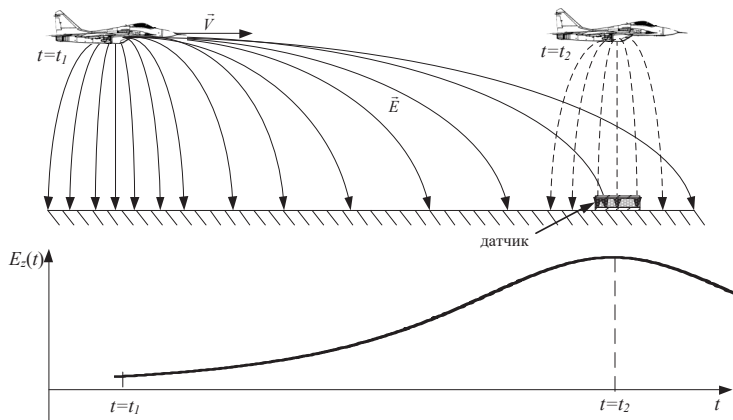


Рисунок 1 – Возмущение электрического поля заряженным ЛА

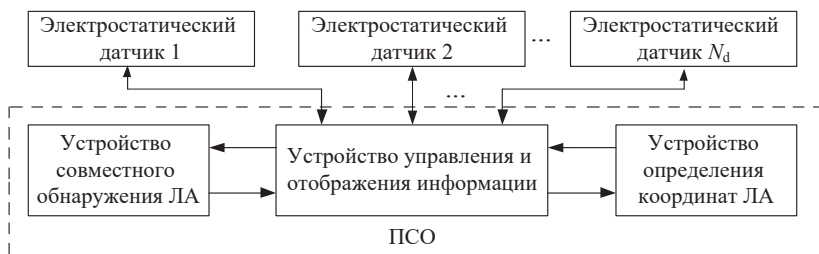


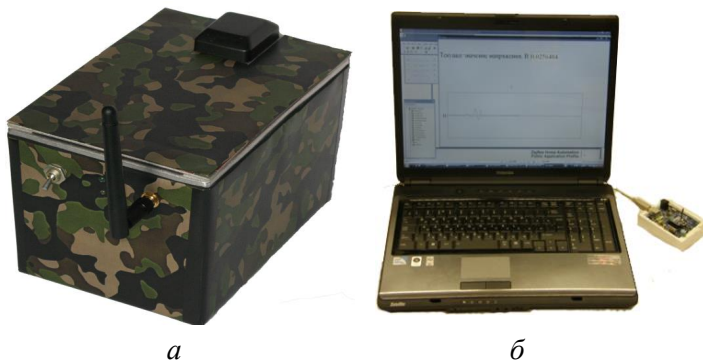
Рисунок 2 – Структурная схема электростатической МСПЛ

Конструктивно электростатический датчик включает:

- чувствительный элемент;
- усилительно-преобразующее устройство;
- устройство приема-передачи данных;
- источник электропитания.

Внешний вид электростатического датчика приведен на рисунке 3, а. Чувствительный элемент представляет собой преобразователь напряженности электрического поля в напряжение, использующий свободные заряды в проводнике [2, 3]. Обработка сигнала в датчике включает компенсацию естественных помех, выделение полезного сигнала и принятие решения об обнаружении ЛА [3, 4]. Порог обнаружения в датчике формируется адаптивно, что исключает необходимость настройки датчика под условия окружающей среды и позволяет стабилизировать уровень ложных срабатываний.

Пункт совместной обработки реализован на персональной ЭВМ (рисунок 3, б) и предназначен для управления системой, обнаружения и определения координат ЛА, отображения информации о текущем состоянии системы.



а – электростатический датчик; *б* – ПСО

Рисунок 3 – Внешний вид макета электростатической МСПЛ

Объединение информации в системе осуществляется на уровне единичных замеров, что предполагает передачу в ПСО решений об обнаружении ЛА датчиками и времен принятия решений. Техническая реализация такой системы проще, обеспечивает большую надежность и живучесть [54]. Кроме того, объединение единичных замеров за счет сокращения объема передаваемых датчиками в ПСО данных позволяет снизить требования к пропускной способности линий передачи данных (ЛПД), увеличить количество датчиков, функционирующих с одним ПСО. Отсутствие необходимости постоянной передачи данных при использовании беспроводных ЛПД позволяет обеспечить скрытность работы системы.

Определение прямоугольных координат, направления и скорости полета в электростатической МСПЛ осуществляется по разности времен обнаружения ЛА датчиками. Для однозначного определения координат ЛА должен быть обнаружен не менее чем тремя датчиками. При избыточности информации точность оценки координат повышается.

Функционирование ПСО осуществляется под управлением специализированного программного обеспечения. Программное обеспечение выполняет следующие задачи:

- объединение элементов системы в локальную сеть;
- визуализация размещения системы на электронной карте местности;
- прием и обработка информации от датчиков;
- отображение и хранение тревожной информации (информации об обнаруженных объектах) и служебной информации (информации о состоянии системы и ее параметрах);
- контроль работоспособности системы;
- управление режимами работы и настройка параметров системы;
- обмен информацией с внешними потребителями.

Для выполнения задач локации датчики системы размещаются на местности с частичным перекрытием зон обнаружения. Сечение зоны обнаружения системы вертикальной и горизонтальной плоскостями приведено на рисунках 4, 5, соответственно.

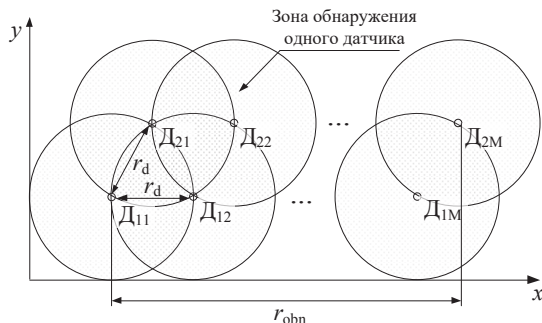


Рисунок 4 – Сечение зоны обнаружения системы горизонтальной плоскостью

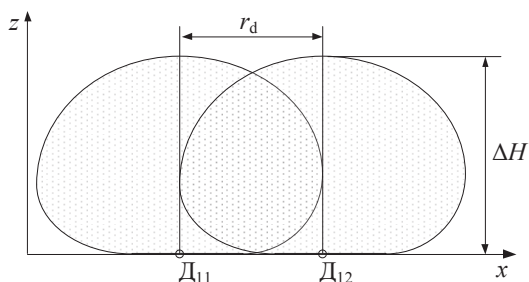


Рисунок 5 – Сечение зоны обнаружения системы вертикальной плоскостью

Размеры зоны обнаружения системы характеризуются:

- шириной зоны обнаружения по фронту $r_{obn} = 2 \dots 9$ км;
- расстоянием между датчиками $r_d = 100 \dots 450$ м;
- диапазоном высот обнаруживаемых ЛА $H = 5 \dots 500$ м.

Указанные значения характеристик соответствуют вероятности правильного обнаружения 0,8...0,95 и времени наработки на ложное срабатывание не менее 3 часов.

Ошибки определения курса и скорости ЛА системой составляют не более 5° и 15 м/с соответственно.

С использованием макета электростатической МСПЛ проведены экспериментальные исследования по обнаружению различных типов ЛА. В ходе экспериментальных исследований получено:

- дальность обнаружения реактивных самолетов небольшого размера (типа Л-39) составляет около 350 м;
- дальность обнаружения вертолетов составляет 300...320 м;
- дальность обнаружения легкомоторной авиации составляет 100...130 м.

В ходе экспериментальных исследований установлено, что влияние на работу системы могут оказать сильные атмосферные осадки в виде дождя, а также близкое расположение линий электропередач (удаление менее 50 м).



Характеристики электростатической МСПЛ не позволяют рассматривать ее в качестве замены традиционным средствам обнаружения, однако, позволяют использовать ее для следующих задач.

1. *Целеуказание огневым средствам на локальных участках местности.* Электростатическая МСПЛ может использоваться в качестве самостоятельного или вспомогательного средства обнаружения и целеуказания огневым средствам, имеющим ограниченную дальность действия (переносные зенитные ракетные комплексы). За счет выноса МСПЛ и установки ее на направлениях наиболее вероятного появления ЛА, в том числе местах ограниченной видимости РЛС, эффективность применения ЗРК можно повысить.

2. *Информационная подсистема системы поражения вертолетов.* К одним из перспективных средств поражения вертолетов на малых и предельно малых высотах относятся противовертолетные мины (ПВМ). Поражающим элементом ПВМ является боевая часть на основе ударного ядра или осколочная боевая часть. Формирование команды подрыва боевой части осуществляется информационной подсистемой. В качестве примеров ПВМ стоит отметить мины «Темп-20», «Темп-30» производства РФ и линейку осколочных болгарских мин АНМ-100, АНМ-200, 4АНМ-100 [6]. В информационной подсистеме указанных мин используются акустические и инфракрасные (ИК) датчики. Создание ПВМ с использованием электростатических датчиков позволит повысить ее эффективность.

Для перспективной МСПЛ целесообразно использовать датчики, использующие различные физические явления. Это позволяет расширить диапазон условий применения системы, повысить ее тактико-технические характеристики.

В настоящее время для решения задач обнаружения маловысотных ЛА используются акустические, сейсмические, магнитометрические, ИК и электростатические датчики. Сравнительная характеристика датчиков представлена в таблице.

Таблица - Сравнительная характеристика датчиков

| Характеристика | Тип датчика | | | | |
|------------------------------|--------------------|--|--|--|--|
| | Акустический | Сейсмический | Магнитометрический | ИК | Электростатический |
| Дальность обнаружения ЛА, км | 3...5 | 1 | 0,1 | 0,2 | 0,8 |
| Ограничения на применение | ветер, дождь, гром | гром, порывистый ветер, дождь, водные потоки, зыбкая почва | разряды атмосферного электричества, линии электропередач | туман, атмосферные осадки, высокие температуры, объекты в зоне видимости | атмосферные осадки, линии электропередач |
| Потребляемая мощность, мВт | не более 60 | 8...10 | 5...15 | не менее 20 | 0,3...10 |
| Время развертывания, с | ~ 60 | ~ 120 | ~ 30 | ~ 120 | ~ 30 |
| Вес, кг | 0,5...2 | 0,31...2,7 | 0,26...2,5 | 0,5...3 | 0,15...0,5 |

Из таблицы следует, что максимальная дальность обнаружения обеспечивается акустическим датчиком, минимальная – магнитометрическим и ИК. Сейсмический и электростатический датчики обладают примерно одинаковыми дальностями обнаружения и энергопотреблением, но при этом сейсмический датчик имеет больший вес и время развертывания.

Данные по дальности обнаружения представлены в простых помеховых условиях, т.е. при отсутствии или минимальном уровне естественных помех. В реальных условиях эксплуатации дальности обнаружения ЛА могут снижаться под влиянием факторов естественного происхождения. Для акустических датчиков к таким факторам можно отнести порывы ветра, гром; для электростатических и магнитометрических – разряды атмосферного электричества, близкое расположение линий электропередач; для сейсмических – забукую почву, водные потоки и др.

Таким образом, вопрос создания эффективной системы разведки маловысотных ЛА является актуальным. Концепция территориальной обороны, ведение войны специальными подразделениями открывает новые задачи, требующие современных средств обнаружения ЛА, обладающих низкой стоимостью и простотой использования. В этих условиях особую значимость приобретают работы, направленные на разработку и создание МСПЛ маловысотных ЛА, построенных на базе пассивных датчиков, в том числе и электростатических.

Литература

1. Лифанов, Ю.С. Направления развития зарубежных средств наблюдения за полем боя / Ю.С. Лифанов, В.Н. Саблин, М.И. Салтан. – М.: Радиотехника, 2004. – 64 с.
2. Успенский, А.К. Вопросы теории и техники использования электростатических полей для локации объектов: дис. ... д-ра техн. наук: 20.02.14 / А.К. Успенский. – Минск, 1979. – 414 л
3. Мелец, А.Ф. Обнаружение и дистанционное измерение электрического заряда маловысотных аэродинамических объектов: дис. ... канд. техн. наук: 20.02.14 / А.Ф. Мелец. – Минск, 1991. – 193 л.
4. Мелец, А.Ф. Обнаружение маловысотных летательных аппаратов по создаваемому ими электрическому полю с адаптацией к характеристикам естественных помех / А.Ф. Мелец, Д.С. Нефедов // Радиолокация, навигация, связь: материалы 17-й Междунар. науч.-техн. конф., Воронеж, 12–14 апр. 2011 г. / Воронеж. гос. ун-т. – Воронеж, 2011. – С. 1688–1697.
5. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация / В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 418 с.
6. Defense Update // Официальный сайт журнала [Электронный ресурс]. – 2005. – Режим доступа: <http://www.defenseupdate.com>. – Дата доступа: 30.03.2013.



2. Радиоэлектронная борьба

Д.К. Пашенко, генеральный директор, ООО «Оборонные инициативы»

В.В. Меликаев, первый зам. ген. директора, ООО «Оборонные инициативы»

К.К. Пашенко, зам. ген. Директора по науке, ООО «Оборонные инициативы»

А.Г. Романович, начальник НИО, ООО «Оборонные инициативы»

КОНЦЕПЦИЯ ЗАЩИТЫ ВЕРТОЛЕТОВ В СОВРЕМЕННЫХ ВООРУЖЕННЫХ КОНФЛИКТАХ

Введение

Опыт использования отечественного и зарубежного вертолетного парка, при решении широкого круга задач, в том числе и в боевых операциях последних лет, свидетельствует о все возрастающей роли данного вида летательных аппаратов.

В настоящее время особые летно-технические возможности вертолетов обеспечивают им существенные преимущества по сравнению с самолетами, а также с наземными средствами при выполнении целого ряда боевых задач. Особенно эти преимущества проявляются в труднодоступной местности, при отсутствии оборудованных аэродромов.

Сегодня военные специалисты разных стран придерживаются общего мнения в применении вертолетов при выполнении огневых задач [1]. Так, при непосредственной поддержке войск считается, что полеты должны осуществляться на высотах не более 30 м, а для нанесения ударов по отдельным объектам, прорыв к ним осуществляется на высотах не более 15 м с максимальным использованием маскирующих свойств местности, с последующим набором высоты до 150 м для использования вооружения. При этом время нахождения в зоне обнаружения радиолокационными средствами противника должно быть минимальным. После выполнения стрельб, при условии отсутствия необходимости сопровождения ракет к цели, вертолеты должны осуществлять маневр с уходом на высоты не более 30 м.

Однако не смотря на все имеющиеся преимущества у вертолетов есть и ряд недостатков [2, 3]. Основным из них является относительная уязвимость данного типа летательных аппаратов, обусловленная способами их боевого применения. Так, некоторые критики говорят о существенной уязвимости вертолетов от современных средств противовоздушной обороны (ПВО) и в частности переносных зенитных ракетных комплексов (ПЗРК), а также вооружения самолётного парка. Опыт боевых действий показывает, что против вертолетов часто используется и неуправляемое оружие, например, ручной противотанковый гранатомет (РПГ) различных модификаций. Поэтому проблема повышения живучести летательных аппаратов типа вертолет в настоящее время является весьма актуальной, и требует специальных научно-технических решений.

Одним из способов повышения живучести вертолетов является внедрение в их структуру индивидуальных систем радиоэлектронной борьбы (РЭБ) радиолокационной разведки, систем и средств противодействия высокоточному оружию, а также систем раннего предупреждения (оповещения) об применении неуправляемого оружия, например, гранат типа РПГ. Все обозначенные выше системы и средства могут быть объединены в составе единого бортового комплекса обороны (БКО). Поэтому материал настоящей статьи посвящен важнейшей военно-



научной проблеме, а именно рассмотрению концепции построения технического облика бортового комплекса обороны объектов типа вертолет.

Основная часть

При формировании технического облика БКО объекта типа вертолет, как в прочим и любого другого объекта, должны учитываться ряд существенных факторов. К ним относятся тактико-технические характеристики (ТТХ) и боевые возможности, как защищаемого объекта, так и средств подавления, особенности их боевого применения, а также перспективы их развития. Поэтому современному состоянию и тенденциям развития вертолетного парка, а также и средств подавления наиболее полно соответствуют следующая концепция построения вертолетного БКО [3]:

- главенство индивидуальной защиты носителя;
- воздействию (подавлению) подлежат только радиоэлектронные системы (РЭС) управления оружием;
- скрытность применения помех;
- универсальность помехового воздействия;
- инвариантность системы индивидуальной защиты;
- непрерывное воздействие на РЭС управления оружием;
- отсутствие ограничений по пропускной способности;
- отсутствие ограничений на тактику боевого применения носителя;
- электромагнитная совместимость с бортовым радиоэлектронным оборудованием носителя.

Рассмотрим каждый из обозначенных выше принципов в приложении к построению технического облика вертолетного БКО.

1. Главенство индивидуальной защиты носителя. Эффективная защита любого летательного аппарата, в том числе и вертолета может быть только индивидуальной. Коллективная защита, т.е. постановка маскирующих помех из зон барражирования (вне зон поражения огневых средств ПВО), тактически реальна только для ударных авиационных средств и может быть лишь дополнением к индивидуальной защите.

Как показывает практика боевых действий, обычно летательные аппараты типа вертолет применяются скрытно в составе 1-ой - 2-х единиц с четким распределением целей. Поэтому групповая защита имеет смысл только при отсутствии эффективной индивидуальной защиты.

Следует отметить, что частичный или даже полный отказ от коллективной и групповой защиты диктуется, прежде всего, невозможностью обеспечить сколь угодно эффективную защиту взаимодействующих вертолетов от РЭС управления оружием с моноимпульсной угломерией. Кроме того, отказ от групповой защиты вертолета определяется следующими обстоятельствами:

- групповая взаимная защита, в принципе, возможна лишь для летательных аппаратов, применяемых в плотной группе;
- групповая защита налагает жесткие ограничения на тактику применения вертолетов.

Поэтому в современных условиях применения вертолетов основное внимание следует уделять именно средствам индивидуальной защиты. При этом индивидуальная защита вертолета позволяет реализовать важнейшее преимущество – воздействие помех только по главному лепестку диаграммы направленности

антенны (ДНА) подавляемой РЭС. Это, в свою очередь, при построении вертолетного БКО позволяет обеспечить [3]:

- экономию в 15...35 дБ потенциала помехи относительно воздействия по боковым лепесткам ДН;
- решение проблемы дефицита чувствительности приемных трактов;
- решение проблемы развязки приемных и передающих антенн;
- малый вес и габариты;
- малое энергопотребление.

2. Воздействию (подавлению) подлежат только РЭС управления оружием.

Конкретные научно-технические решения, используемые при построении БКО объектов типа вертолет, как уже было отмечено ранее, в значительной степени определяется средствами, подлежащими подавлению и их ТТХ. Поэтому в рамках настоящей концепции, разработанной на предприятии ООО «Оборонные инициативы», подавлению подлежат только РЭС непосредственного управления самонаводящимся и телеуправляемым ракетным оружием, и артиллерийским огнем средств ПВО [4]. При этом к РЭС управления оружием относятся следующие средства:

- «стрельбовые» РЛС ЗРК большой и средней дальности;
- радиолокационные станции (РЛС) наведения мобильных ЗРК малой дальности и зенитных артиллерийских комплексов;
- бортовые РЛС истребителей-перехватчиков;
- активные и полуактивные радиолокационные головки самонаведения зенитных и авиационных ракет.

При этом следует отметить, что концентрация усилий РЭБ непосредственно на последних фазах наведения управляемого ракетного оружия и, прежде всего, радиолокационных головок самонаведения, является одним из основных принципов построения БКО объектов типа вертолет.

Реализация принципа «подавления только РЭС управления оружием» в рамках формирования технического облика БКО вертолета обеспечивает:

- резкое сокращение частотного диапазона подавляемых РЭС. Для защиты от авиационных управляемых ракет (АУР) достаточен диапазон частот около двух ГГц в районе 8.5...10.5 ГГц. Для защиты от зенитных управляемых ракет (ЗУР) – октава от 6 до 12 ГГц. Для РЛС сопровождения целей ЗРК малой дальности – участок от 12 до 18 ГГц;
 - снижение реального энергопотенциала до уровня реально достижимого, даже при воздействии по боковым лепесткам ДНА подавляемых РЭС.
- Здесь следует отметить, что решающий выигрыш в потенциале связан с отказом от воздействия по боковым лепесткам ДНА;
- исключение преждевременного демаскирования вертолета постановкой помех до его обнаружения.

3. Скрытность применения помех.

Скрытное в сигнально-спектральном плане применение помех или скрытные методы РЭБ – основа эффективности РЭБ сегодня и в ближайшем будущем. Поэтому применение помех вертолетного БКО не должно быть вскрыто штатными средствами анализа радиоэлектронной обстановки как непосредственно подавляемого РЭС, так и взаимодействующими с ними РЭС.



Отметим, что формирование имитационных помех на основе цифровых копий зондирующего сигнала РЭС (так называемая технология – Digital Radio Frequency Memory (DRFM)) содержала в себе большие предпосылки для скрытного применения помехи. Она предполагала создание устойчивых правдоподобных ложных целей, среди которых истинная отметка от цели не должна была ничем выделяться. Однако, принципиально неразрешимая задача устойчивости отметок по дальности и доплеровской скорости при изменении параметров зондирования цели и практически случайный характер этих отметок по угловой координате даже при стабильном одночастотном зондировании не позволяют на практике реализовать скрытное применение цифровых имитационных помех. Демаскирующими признаками имитационных помех для доплеровских РЭС при малоразрядной оцифровке зондирующего сигнала являются специфичные спектральные составляющие («хвосты»), позволяющие расчетам РЭС надежно выделять отметку от цели.

Применение средств РЭБ вертолетного БКО не должно провоцировать подавляемые РЭС на применение всего комплекса средств помехозащиты или, по крайней мере, отодвинуть эту мобилизацию ресурсов помехозащиты РЭС на более поздний этап боевой работы. В идеале, до самого последнего воздействия помехи, т.е. до пролета ЗУР (АУР) на безопасном от вертолета расстоянии, должна сохраняться иллюзия работы РЭС по «чистой» цели. Реализация этого пункта, т.е. «невидимой помехи», радикально снимает проблему противодействия мероприятиям, так называемой «контр-РЭБ».

4. Универсальность помехового воздействия. Система индивидуальной защиты вертолета должна быть ориентирована на учет (использование) только фундаментальных свойств, противостоящих РЭС управления оружием.

При построении БКО объектов типа вертолет недопустимо ориентироваться на использование частных конструктивных недостатков конкретных РЭС управления оружием.

Известно, что 95 % всех РЭС управления оружием построены на основе моноимпульсной пеленгации. В ряде «стрельбовых» РЭС может отсутствовать дальномер или измеритель доплеровской скорости, но современных систем управления оружием без моноимпульсной угломерии практически не существует.

Из четырех радиолокационных координат: дальности, скорости, и двух угловых координат, – первые две фиксируют положение цели на луче (прямой), вторые две – на сжимающейся (расширяющейся) сфере [5]. В теоретико-множественном плане мощность обоих множеств одинакова и равна мощности континуума. Однако, в приложении к задаче наведения управляемого и тем более самонаводящегося ракетного оружия точное указание угловых координат почти исчерпывающе решает задачи, стоящие перед системой управления оружием. И в этом смысле «мощность» системы угловой защиты несопоставимо выше «мощности» дальномерно-доплеровских систем РЭБ.

Поэтому вертолетный БКО в первую очередь должен воздействовать на моноимпульсные пеленгаторы РЭС противника и разрушать их работу. Выбор информационного канала, подлежащего первоочередному подавлению, не является признаком некоторой ограниченности, предлагаемой системы индивидуальной защиты. В действительности, это лишь следствие того, что на сегодняшний день при

формировании технического облика БКО необходимо и достаточно сконцентрировать усилия на подавлении только моноимпульсных пеленгаторов РЭС.

5. Инвариантность системы индивидуальной защиты. Система индивидуальной защиты, реализующая БКО вертолета, должна быть инвариантна ко всем существующим и ожидаемым в ближайшем будущем средствам, и методам помехозащиты, в том числе к изменению всех параметров зондирующего сигнала РЭС и, в первую очередь, к быстрой смене несущей частоты сигнала.

6. Непрерывное воздействие на РЭС управления оружием. Известно, что эффективная помеха на этапе сопровождения, приводящая к срыву автоматического сопровождения цели, прикрытой системой РЭБ, может рассматриваться как почти достаточное средство защиты. Но только почти, так как срыв может произойти, например, когда радиолокационная головка самонаведения ЗУР (АУР) уже захватила цель и т.д. Для высокоавтоматизированных бортовых РЛС эффективная помеха на этапе обзора может вообще решить исход дуэли двух истребителей. Поэтому эффективное воздействие системы РЭБ вертолетного БКО должно быть обеспечено на всех этапах цикла боевой работы РЭС управления оружием:

- обзор (поиск) цели (дополск, в случае внешнего целеуказания);
- захват и сопровождение цели;
- радиокоррекция вывода управляемой ракеты в зону захвата радиолокационной головки самонаведения;
- подсвет цели для управляемых ракет с полуактивными радиолокационными головками самонаведения;
- этап работы радиовзрывателя управляемой ракеты.

7. Отсутствие ограничений по пропускной способности. Одной из особенностей боевого применения вертолетного парка в современных условиях является возможность (а иногда и необходимость) одновременного нахождения в зонах поражения нескольких РЭС. Поэтому количество одновременно подавляемых РЭС управления оружием должно быть максимально возможным (в идеале – не ограничено).

8. Отсутствие ограничений на тактику боевого применения носителя. Система индивидуальной защиты вертолета не должна ограничивать возможности данного типа летательных аппаратов в маневре и боевых порядках. При ее реализации не должны предъявляться какие-либо требования к строю летательных аппаратов (боевым порядкам), высоте полета, эшелонам и т.п., а самое главное, не должны накладываться дополнительные ограничения на используемое вооружение.

9. Электромагнитная совместимость с бортовым радиоэлектронным оборудованием носителя. Система индивидуальной защиты БКО должна обеспечивать полную электромагнитную совместимость (ЭМС) с бортовым радиоэлектронным оборудованием (БРЭО) вертолета носителя и не оказывать воздействия на прикрываемые вертолеты при организации групповой взаимной защиты.

Бланкирование излучения как систем вертолетного БКО, так и бортовых радиолокационных, навигационных, связных и прочих систем, как основной метод обеспечения ЭМС, неприемлем. При этом ЭМС новых средств РЭБ с БРЭО носителя не может обеспечиваться за счет бланкирования работы БРЛС и средств



радиотехнической разведки носителя, как это достигается в существующих средствах РЭБ.

Поэтому технический облик вертолетного БКО должен реализовывать взаимную ЭМС носителей даже в самых плотных боевых порядках. Это является необходимым условием тактической развязки вертолетов носителей БКО. В современном воздушном бою или при преодолении зон ПВО свобода маневра групп и отдельных носителей в группе – неопределимое тактическое преимущество.

Заключение

Таким образом, в настоящей статье рассмотрена концепция построения современного бортового комплекса обороны объектов типа вертолет и на ее основе сформулированы важнейшие требования к техническому облику БКО.

Литература

1. Збирун, Д. Сплошное радиолокационное поле [Электронный ресурс] : Портал: «Современная армия» – Режим доступа : <http://www.vak.org.by/index.php?go=Pages&in=view&id=2>. – Дата доступа : 17.04.2017.
2. Преимущества и недостатки вертолетов [Электронный ресурс] : Портал: Энциклопедия по машиностроению XXL – Режим доступа : <http://mash-xxl.info/page/180013080105123031204042150182175084103073150208/>. – Дата доступа : 17.04.2017.
3. Корочкин, А.А. Подход к оценке боевой живучести вертолета по условию аэроупругости / А.А. Корочкин, А.Г. Костаков, Э.А. Скуба // Системы обробки інформації. ХНУПС, Харків. – 2004. – № 5. – С. 118–127.
4. Концепция построения индивидуальной защиты летательных аппаратов от управляемого ракетного оружия [Электронный ресурс] : Веб-сайт: «Оборонные инициативы» – Режим доступа : <http://www.defin.by/media/publications/21-04-14/> – Дата доступа : 17.04.2017.
5. Ширман, Я.Д. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник, изд. 2-е, переработанное и дополненное / Коллектив авторов. Под ред. Я.Д. Ширмана. — М.: Радиотехника. – 2007. – 512 с.: ил.

О.Г. Лапука, начальник НИЛ кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета, учреждения
образования «Военная академия
Республики Беларусь»

А.Н.Поскребышев, адъюнкт кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета,
учреждения образования «Военная академия Республики
Беларусь»

К ВОПРОСУ ЗАЩИТЫ УПРАВЛЯЕМЫХ СРЕДСТВ ПОРАЖЕНИЯ РЕАКТИВНЫХ СИСТЕМ ЗАЛПОВОГО ОГНЯ БОЛЬШОЙ ДАЛЬНОСТИ ПРИ ПРЕОДОЛЕНИИ СИСТЕМЫ ПРОТИВОРАКЕТНОЙ ОБОРОНЫ

В 2016 году после успешных испытаний на вооружение ракетных войск и артиллерии Республики Беларусь была принята реактивная система залпового огня (далее – РСЗО) большой дальности «Полонез». РСЗО «Полонез» является системой отечественного производства и позволяет с высокой точностью поражать важные наземные цели, в первую очередь командные пункты системы управления Вооруженных Сил, комплексы противовоздушной обороны, аэродромы, позиции ракетных войск и артиллерии, открыто расположенную и укрытую живую силу противника, а также объекты военной и государственной инфраструктуры на дальности от 50 до 200 км. Отклонение от заданных координат на максимальной дальности не превышает 30м. Такая точность достигается за счет использования информации инерциальной и спутниковой систем на этапе наведения на цель. Система способна наносить одновременный ракетный удар по восьми целям. Это достигается тем, что каждой из восьми ракет может быть задано отдельное полетное задание. Автомобильной базой для РСЗО «Полонез» является шасси – МЗКТ-793, ключевой особенностью которой является использование инновационной независимой, регулируемой по высоте подвески, которая обеспечивает высокую проходимость, а значит и мобильность данной РСЗО в целом. Стрельба возможна только в статическом положении, на четырех стабилизаторах. [1]

Точность в совокупности с другими достоинствами позволяет данной ракетной системе решать многие боевые задачи характерные для оперативно-тактических ракетных комплексов и бомбардировочной авиации и являться одним из основных средств стратегического сдерживания за счет усиления огневой мощи Вооруженных Сил Республики Беларусь. [2]

Одним из существенных факторов снижения эффективности боевого применения РСЗО большой дальности является её уязвимость от управляемых средств поражения системы противоракетной обороны (далее – ПРО) развертываемой в настоящее время на восточноевропейском театре военных действий (далее – ТВД), в том числе на территории Польши.[3]

Под ПРО на ТВД понимается совокупность информационных и огневых средств поражения ракет, применяемых на ТВД, на различных участках траектории их полета, интегрированных в рамках единой управляющей системы. Она решает задачи обнаружения и поражения нестратегических ракетных средств нападения, включая баллистические ракеты малой и средней дальности, авиационные и



крылатые ракеты, а в перспективе и гиперзвуковые летательные аппараты различных классов на начальном и конечном участках траектории их полета. [4]

Основу системы ПРО на ТВД составит «пакет» ключевых компонентов, в который входят:

- верхний эшелон перехвата;
- нижний эшелона перехвата;
- система разведки;
- система связи
- система управления.

Основу верхнего наземного эшелона перспективной американской системы ПРО на ТВД составляет мобильный комплекс THAAD.

В состав нижнего наземного эшелона входят мобильные модернизированные ЗРК «PATRIOT» PAC-3, оснащенные высокоманевренными противоракетами прямого попадания ERINT, и перспективные ЗРК средней дальности типа MEADS.

Данные комплексы обеспечивают высокую вероятность поражения баллистических ракет малой и средней дальности действия, являются многоканальными по целям и ракетам, оснащены современными радиолокационными средствами управления оружием и радиоэлектронной борьбы. [5]

Исходя из этого, вопрос защиты управляемых средств поражения РСЗО большой дальности при преодолении системы ПРО на ТВД весьма актуален.

Одним из направлений обеспечения возможности снижения вероятности перехвата управляемых средств поражения РСЗО большой дальности является использование низкоэнергетических помех ретрансляционного типа, характеризующихся высоким КПД и способных обеспечивать высоко достоверную имитацию целей. Данный подход в настоящее время реализован и испытан в ходе разработки отечественных систем защиты летательных аппаратов от управляемого ракетного оружия зенитных ракетных комплексов и авиационных ракетных комплексов перехвата.

Для реализации данного подхода в интересах защиты принципиально новых объектов – управляемых реактивных снарядов – необходимо:

- разработать имитационную модель полета и наведения управляемого реактивного снаряда;
- разработать имитационную модель функционирования радиоэлектронных средств управления оружием комплексов ПРО, в том числе в условиях постановки помех;
- обосновать технический облик перспективной аппаратуры защиты;
- провести анализ результатов помехопостановки и оценку эффективности защиты управляемых средств поражения РСЗО большой дальности от управляемого ракетного оружия с радиолокационными системами наведения.

Литература

1. «РСЗО «Полонез» поступила в Вооруженные Силы Беларуси»[Электронный ресурс]/ Военный информационный портал Министерства Обороны Республики Беларусь – Режим доступа: www.mil.by/ru/news/57183. – 15.10.2016.

2. «В Беларуси впервые проведены боевые пуски РСЗО «Полонез»» [Электронный ресурс]/ Военный информационный портал Министерства Обороны Республики Беларусь – Режим доступа: www.mil.by/ru/news/55448. – 15.10.2016.

3. «Польша закупит у США зенитно-ракетные комплексы Patriot для национальной системы» [Электронный ресурс]/ Военный информационный портал Министерства Обороны Республики Беларусь – Режим доступа: www.mil.by/ru/news/57602. – 21.01.2017.

4. И.Н. Островерхов, В.А.Чабанов, А.О. Мухаметжанова «Современные зенитные и противоракетные комплексы и их применение в составе систем ПВО/ПРО»/ Под ред. академика РАН Е.А. Федосова. – М.: «ФГУП«ГосНИИАС»»2011. – 171с.

5. И.М. Аношкин. «Особенности организации нестратегической противоракетной обороны в вооруженных силах ведущих зарубежных стран»./ И.М. Аношкин, Е.Ю. Краснов // Наука и военная безопасность. – Минск, 2008. – Вып. 2 С. 54-60.



О.Г. Лапука, начальник НИЛ кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета, учреждения
образования «Военная академия Республики Беларусь»

А.А. Ростов, научный сотрудник кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета, учреждения
образования «Военная академия Республики Беларусь»

АППАРАТУРА РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИКРЫТИЯ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ ОТ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ РАЗВЕДКИ ВОЗДУШНОГО БАЗИРОВАНИЯ

Средства радиолокационной разведки воздушного базирования, состоящие на вооружении армий ведущих мировых государств, являются одним из наиболее эффективных источников разведывательной информации при подготовке и ведении боевых действий. Они характеризуются высокой разрешающей способностью, сопоставимой с разрешающей способностью оптико-электронных средств разведки, однако при этом выгодно отличаются по сравнению с ними дальностью действия, независимостью от метеоусловий, времени года и суток. Основным методом, за счет которого обеспечиваются высокие тактико-технические характеристики средств радиолокационной разведки, является синтезирование антенной апертуры, реализуемое за счет пространственно-когерентной обработки сигналов, отраженных от участка картографируемой поверхности.

Высокая эффективность РЛС с синтезированием апертуры во многом обусловлена их уникальной помехозащищенностью, достигаемой за счет длительного когерентного накопления широкополосных зондирующих сигналов, а также внедрения специальных технических средств и алгоритмов помехозащиты.

В этих условиях использование «силовых» методов радиоподавления, реализованных в состоящих на вооружении станциях активных помех в интересах прикрытия наземных объектов вооружения и военной техники, становится недостаточно эффективным, а в ряде случаев – крайне опасным. С учетом этого, актуальной задачей является разработка новых подходов и технических решений, основанных на создании низкоэнергетических имитирующих помех в целях повышения эффективности прикрытия наземных объектов ВВСТ при обеспечении приемлемых массогабаритных характеристик аппаратуры.

Примером такой разработки является комплекс «Мираж - П», предназначенный для защиты подвижных и площадных объектов от всех видов бортовых радиолокационных станций с синтезированной апертурой и доплеровским обужением луча при обзоре земной поверхности.

В качестве основного способа преодоления проблем низкой эффективности радиолокационного прикрытия с использованием АШП в комплексе защиты применялся новый концептуальный подход, основные положения которого характеризуются:

полным отказом от использования шумовых помех, обусловленным их низкой скрытностью и недостаточной энергетической эффективностью;

переходом на создание имитирующих помех, спектральные и временные характеристики которых «согласованы» с характеристиками полезных сигналов. Это

обуславливает практическое отсутствие энергетических потерь в ходе преобразования помехового сигнала в приемнике подавляемой РЛС: вся энергия передатчика расходуется на формирование ложных отметок на конечном радиолокационном изображении;

отказом от использования технологии цифрового радиочастотного запоминания зондирующего сигнала (DRFM) как способа формирования имитирующих помех и переходом к широкополосной аналоговой ретрансляции, обеспечивающей возможность беспойскового («рефлекторного») формирования помеховых сигналов при практически неограниченной пропускной способности аппаратуры.

При разработке комплекса индивидуальной защиты, реализующей предлагаемый подход к решению задачи высокоэффективного радиолокационного прикрытия наземных объектов ВВСТ, были учтены следующие технические требования:

использование широкополосного тракта ретрансляции, ширина полосы пропускания которого определяется частотным диапазоном работы РСА, подлежащих подавлению;

всеракурсность обнаружения и постановки помех, реализуемая за счет разделения секторов ответственности между направленными антеннами;

возможность наделения ретранслируемого сигнала произвольными законами частотной и фазовой модуляции в частотно-фазовом конвертере;

использование мгновенной автоматической регулировки усиления принимаемого сигнала для максимального использования мощности передатчика при формировании имитирующих помех в широком диапазоне условий боевого применения (дальностей и энергопотенциалов РСА);

временная развязка тактов приема и передачи, обеспечиваемая за счет системы стробирования и линии задержки;

возможность синхронизации закона угловой модуляции ретранслируемого сигнала по фронту каждого зондирующего импульса, обеспечивающая поимпульсно-синхронную реакцию системы для формирования имитируемой целевой обстановки.

В ходе разработки аппаратуры были обоснованы количественные значения технических требований к ключевым параметрам аппаратуры радиолокационного прикрытия, в том числе по СВЧ-развязке между приемными и передающими антеннами, чувствительности и динамическому диапазону приемника, коэффициенту усиления тракта ретрансляции. Кроме того, обоснованы минимально достаточные значения выходной мощности передатчика и коэффициента усиления приемных и передающих антенн системы, которые в совокупности определяют энергопотенциал станции активных помех.

Основными функциональными возможностями комплекса «Мираж-П» являются:

- формирование ложных, устойчивых (от зондирования к зондированию) одиночных и групповых целей на радиолокационном изображении;
- раздельное и совместное управление положением имитируемых целей по координатам дальность/азимут;
- противодействие одновременно большому количеству БРЛС с СА и ДОЛ.

Технические характеристики комплекса «Мираж-П»:

- Диапазон рабочих частот: 8.0-12.0 ГГц;



- Эффективная дальность постановки помех (маскировки)
 - против самолетов типа Е-8С: 50 км;
 - против БРЛС УО: 10 км;
- Сектор прикрытия
 - по азимуту: 360 гр;
 - по углу места: 40 гр;
- Масса, не более: 20 кг;
- Энергопотребление, не более: 300 Вт.

Таким образом, обоснованные принцип ретрансляционного формирования помехового сигнала и количественные значения технических требований к ключевым параметрам аппаратуры, обеспечивают возможность помехопостановки системам радиолокационной разведки воздушного базирования при малых массогабаритных характеристиках и низком энергопотреблении аппаратуры.

Литература

1. Лапука О.Г. Анализ технических характеристик радиолокационных станций обзора земной поверхности как объектов радиоэлектронного подавления О.Г. Лапука, А.А. Ростов, Д.А. Рахоцкий // Вестник ВАРБ. – Минск, 2016. – Вып. 2(51). С. 102 - 113.
2. Кондратенков, Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие для вузов / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов; под ред. Г. С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

А.М. Гатальский, адъюнкт кафедры авиационных
радиоэлектронных систем авиационного факультета,
учреждения образования «Военная академия
Республики Беларусь»

ТЕХНИЧЕСКИЙ ОБЛИК СТАНЦИИ ПОМЕХ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННЫМ РАДИОВЗРЫВАТЕЛЯМ АРТИЛЛЕРИЙСКИХ БОЕПРИПАСОВ С ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

Одним из существенных факторов повышения эффективности поражения наземных целей системами артиллерийского вооружения является оснащение боеприпасов радиолокационными взрывателями (РВ). Преимущество РВ перед другими системами неконтактного подрыва обусловлено их широкими возможностями по функционированию в любых метеоусловиях, инвариантностью ко времени года и суток, типу подстилающей поверхности. Прикрытие объектов от поражения при воздушных разрывах осуществляется с применением станций помех, обеспечивающих преждевременный подрыв боеприпасов на безопасном удалении при срабатывании РВ в результате воздействия помех. Известные средства радиоэлектронного подавления СПР-1, -2, -3 ориентированы только на один из типов артиллерийских неконтактных датчиков – автодинные одночастотные РВ с непрерывным немодулированным зондирующим сигналом. Такие взрыватели являются морально устаревшими и характеризуются низкой помехоустойчивостью. Основным направлением развития современных взрывателей является обеспечение высокой точности измерения и помехоустойчивости. Данное направление реализуется посредством перехода от немодулированных непрерывных сигналов к широкополосным зондирующим сигналам с большой базой; использования цифровой обработки сигналов, реализованной на специализированных ПЛИС, позволяющих применять разнообразные алгоритмы обработки для повышения помехоустойчивости.

В [1] показано, что наиболее предпочтительным для достижения требуемой высокой точности, разрешающей способности и помехоустойчивости при обеспечении приемлемых аппаратных затрат является применение зондирующего сигнала с линейной частотной модуляцией и частотного метода измерения дальности.

Результаты анализа отношения помеха/сигнал [2] свидетельствуют о необходимости радикального увеличения мощности передатчика помех при использовании активной шумовой помехи для подавления РВ с широкополосными зондирующими сигналами. Значительный выигрыш в отношении помеха/сигнал обеспечивается при создании имитирующей помехи, у которой фазочастотный спектр согласован с фазочастотной характеристикой линейной части подавляемого приемника.

Имитирующая помеха может быть сформирована генераторным или ретрансляционным способом. Генераторный способ формирования имитирующей помехи предполагает наличие информации о параметрах зондирующего сигнала подавляемой системы. Решение данной задачи обеспечивается внедрением в состав аппаратуры подсистемы разведки. В связи с этим недостатком генераторного способа является сравнительно низкая пропускная способность аппаратуры радиоэлектронного подавления, обусловленная ограниченным быстродействием



подсистемы разведки. Кроме того, эффективная защита от ответных помех, сформированных генераторным способом, обеспечивается применением зондирующих сигналов с изменяемыми параметрами модуляции. В условиях сложной, динамично изменяющейся многосигнальной обстановки при залповой артиллерийской стрельбе боеприпасами с РВ ретрансляционный способ формирования имитирующих помех характеризуется рядом преимуществ, заключающихся:

- в практически абсолютной идентичности помехи и полезного сигнала по длительности и периоду модуляции, несущей частоте и спектральному составу;
- высокой пропускной способности аппаратуры, характеризующей возможность одновременного создания помех всем РВ при залповой стрельбе по прикрываемому объекту;
- возможности отказа от подсистемы разведки;
- преодолении способов помехозащиты, основанных на различии динамики нарастания уровня сигнала и помехи. Благодаря этим возможностям ретрансляционный способ создания помех является предпочтительным для радиоподавления РВ с частотной модуляцией зондирующего сигнала.

Использование зондирующего ЛЧМ-сигнала и частотного метода измерения дальности обуславливает непосредственную зависимость величины разности частот принятого и излученного сигнала от высоты боеприпаса. Для прикрытия наземных объектов от боеприпасов с РВ частотно-временные параметры имитирующей помехи должны выбираться таким образом, чтобы обеспечить преждевременное срабатывание РВ при нахождении боеприпаса в области пространства, где его подрыв считается безопасным для прикрываемого объекта. Из этого следует, что для имитации высоты частотные параметры помехи должны быть согласованы с параметрами зондирующего сигнала, требуемой дальностью подавления, расположением станции помех относительно прикрываемого объекта и направления стрельбы.

Преобразование принимаемого зондирующего сигнала в имитирующую помеху может быть выполнено с использованием модуляторов ретранслируемого сигнала по частоте, фазе или амплитуде. Необходимо отметить, что использование амплитудной модуляции ретранслируемого сигнала является нецелесообразным, вследствие неэффективного использования энергии передатчика. Энергетические потери пропорциональны глубине модуляции, их величина определяется видом модулирующего сигнала и может достигать 3...10 дБ. Оставшиеся два вида модуляции – частотная и фазовая – являются энергетически беспроигрышными, так как амплитуда выходного помехового сигнала, а значит и его мощность всегда соответствуют верхней рабочей точке амплитудной характеристики выходного усилителя тракта ретрансляции. Таким образом, для ретрансляционного преобразования принимаемого зондирующего сигнала в имитирующую помеху требуется его наделение специальной частотной и (или) фазовой модуляцией.

Упрощенная структурная схема ретранслятора, реализующего данный подход, представлена на рисунке 1.

Основными характеристиками аппаратуры создания имитирующих помех, определяющими ее эффективность, являются:

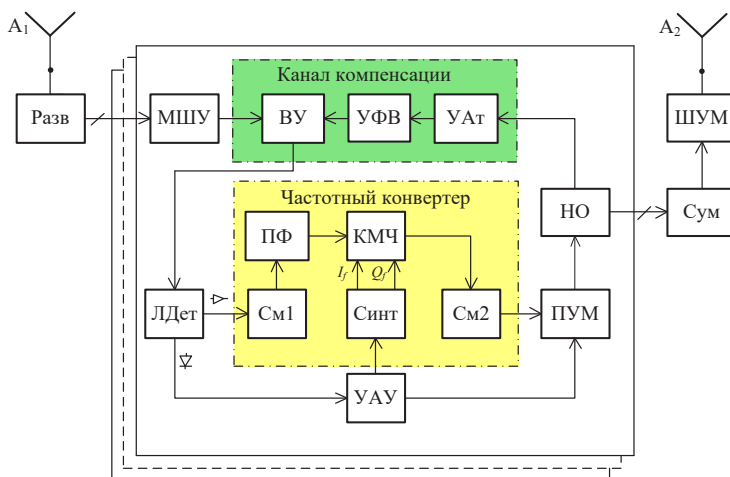
- а) ширина полосы пропускания тракта ретрансляции, которая определяется частотным диапазоном работы РВ, подлежащих подавлению;

б) чувствительность приемного тракта и динамический диапазон принимаемых сигналов, характеризующий условия работы аппаратуры;

в) максимальная выходная мощность излучаемого сигнала на фланце передающей антенны, а также коэффициент усиления антенной системы, которые в совокупности определяют энергopotенциал помехового воздействия;

г) величина СВЧ-развязки между приемной и передающей антеннами, ограничивающая коэффициент усиления аналогового тракта ретрансляции;

д) частотные и временные параметры модуляции помехового сигнала, характеризующие «спектральную эффективность» помехи, а также возможности по имитации отраженных сигналов в условиях сложной многосигнальной обстановки при залповой стрельбе.



A_1 – приемная антенна, A_2 – передающая антенна; Разв – разветвитель;
МШУ – малозумящий усилитель; ВУ – вычитающее устройство; УФВ – управляемый фазовращатель; УАт – управляемый аттенюатор; ШУМ – широкополосный усилитель мощности;
НО – направленный ответвитель; Сум – сумматор; ПФ – полосовой фильтр
КМЧ – квадратурный модулятор частоты; ЛДет – логарифмический детектор; См1, См2 – балансные смесители; Синт – синтезатор; ПУМ – предварительный усилитель мощности; УАУ – устройство анализа и управления

Рисунок 1 – Структурная схема станции помех радиовзрывателям артиллерийских боеприпасов

Анализ технических характеристик, принципов функционирования РВ с частотно-модулированным зондирующим сигналом в типовых условиях боевого применения и проведенные расчеты показали возможность эффективной имитации отраженного сигнала для обеспечения преждевременного подрыва артиллерийских боеприпасов, применяемых по наземным целям, в том числе при залповой стрельбе [1, 2]. Ретрансляционный способ формирования имитирующей помехи основан на использовании многотональной частотной модуляции [3]. Одним из важнейших



достоинств предложенного способа является возможность обеспечения «гарантированного» преждевременного срабатывания РВ при любой крутизне закона линейной частотной модуляции зондирующего сигнала. Единственным условием является нахождение данной величины в пределах известного (определяемого условиями боевого применения) диапазона значений. Обоснованные требования к параметрам помехового сигнала позволяют осуществлять управление формирователем помехи при подавлении РВ, построенных по принципу как несledящего, так и следящего измерителя высоты, с целью максимизации ее энергоэффективности.

Выигрыш в отношении помеха/сигнал по сравнению с активной шумовой помехой для несledящих систем может достигать 30...50 дБ, для следящих систем – 20...40 дБ. Применение имитирующей помехи специального вида позволит существенно повысить эффективность средств радиоэлектронного подавления по сравнению с активной шумовой помехой за счет возможности использования передатчика помех меньшей мощности или увеличения площади прикрываемой зоны.

Литература

1. Гатальский, А. М. Обоснование характеристик перспективных помехозащищенных радиовзрывателей артиллерийских боеприпасов как объектов радиоэлектронного подавления / А. М. Гатальский, О. Г. Лапука // Наука и военная безопасность. – 2016. – № 1. – С. 25 – 31.
2. Обоснование принципов построения станций помех современным помехозащищенным радиовзрывателям артиллерийских боеприпасов: отчет о НИР / УО «ВА РБ»; рук. темы О. Г. Лапука. – Минск, 2016. – 115 с.
3. Гатальский, А. М. Особенности подавления радиовзрывателей с частотной модуляцией зондирующего сигнала, построенных по принципу следящего измерителя высоты / А. М. Гатальский, О. Г. Лапука // Вестник Военной академии Республики Беларусь. – 2017. – № 1(54). – С. 90 – 100.

А.Л. Чиж, С.А. Малышев, К.Б. Микитчук
Лаборатория радиофотоники ГНПО
«Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника»
НАН Беларуси

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ ЛАЗЕРНЫЕ И ФОТОДИОДНЫЕ МОДУЛИ И УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ ДЛЯ СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ БОРЬБЫ

Введение

Развитие волоконно-оптических систем связи и, как следствие, появление дешевых волоконно-оптических компонентов (разветвители, изоляторы, циркуляторы, фильтры, мультиплексоры, усилители на волокне легированном эрбием) и эффективных высокоскоростных оптоэлектронных приборов (лазерные диоды, электрооптические модуляторы, фотодетекторы) вызвало большой интерес к использованию оптоэлектронных и оптических технологий в СВЧ-технике. В результате на стыке ряда научных дисциплин, таких как волоконная, интегральная и нелинейная оптика, лазерная физика, опто- и микроэлектроника, появилось новое направление науки и техники – радиофотоника, основными предметами изучения которой являются передача, генерация и обработка СВЧ-сигналов с помощью оптоэлектронных и оптических методов 1-4. Радиофотоника позволяет создавать устройства и системы СВЧ-диапазона с параметрами, недостижимыми традиционными электронными средствами, в связи с чем радиофотонные устройства и системы (волоконно-оптические линии передачи и задержки СВЧ-сигналов, оптоэлектронные генераторы СВЧ, волоконно-оптические системы распределения СВЧ-сигналов и оптоэлектронные системы обработки СВЧ-сигналов) находят применение в радиолокации, радиоэлектронной разведке и радиоэлектронном противодействии 5. Основные преимущества устройств и систем радиофотоники связаны со свойствами оптического волокна: сверхнизкие потери (менее 0,0004 дБ/м) и дисперсия (для СВЧ-сигнала), сверхширокополосность (ограничена полосой частот современных фотодиодов и электрооптических модуляторов, которая достигает 100 ГГц и выше), невосприимчивость к электромагнитным помехам, полная гальваническая развязка, механическая гибкость, малая масса и размеры. Вместе с тем в настоящее время широкому распространению устройств и систем радиофотоники в СВЧ-технике препятствует низкая эффективность электрооптического и оптоэлектронного преобразования. Таким образом, ключевыми компонентами систем радиофотоники являются волоконно-оптические лазерные и фотодиодные модули СВЧ-диапазона.

В данной работе рассматриваются разработанные в лаборатории радиофотоники ГНПО «Оптика, оптоэлектроника и лазерная техника» волоконно-оптические лазерные и фотодиодные модули, а также построенные на их основе волоконно-оптическая линия передачи СВЧ-сигналов с оптическим усилением, оптоэлектронный генератор СВЧ на линиях задержки и волоконно-оптическая система распределения СВЧ-синхросигналов в активных фазированных антенных решетках.



Волоконно-оптические модули

Волоконно-оптический лазерный модуль является функциональным узлом волоконно-оптической линии передачи сигналов, на СВЧ-вход которого подается аналоговый СВЧ-сигнал, а с оптического выхода снимается модулированный по интенсивности оптический сигнал на длине волны 1550 ± 20 нм (рисунок 1) 6. Для обеспечения рабочего диапазона частот свыше 10 ГГц используется схема с внешней модуляцией лазера, в которой непрерывное излучение лазера модулируется по интенсивности СВЧ-сигналом с помощью внешнего оптического модулятора, полоса пропускания которого может достигать десятков гигагерц. В аналоговых системах в качестве оптического модулятора целесообразно использовать ниобат литиевый электрооптический модулятор Маха–Цендера. Таким образом, разработанный волоконно-оптический лазерный модуль состоит из InGaAsP/InP лазерного диода с распределенной обратной связью, излучение которого мощностью 15 мВт модулируется с помощью модулятора Маха–Цендера, имеющего предельную частоту 40 ГГц и полувольтное напряжение 5 В. Для регулировки и стабилизации мощности излучения лазерного модуля применяется плата управления, использующая фотодиод обратной связи, установленный внутри корпуса лазерного диода. Эффективность модуляции электрооптического модулятора Маха–Цендера зависит от его напряжения смещения, которое может изменяться со временем или под воздействием внешних факторов, поэтому для стабилизации рабочей точки модулятора используется фотодиод обратной связи, на который с помощью волоконно-оптического разветвителя подается часть (порядка 1%) выходного оптического сигнала излучения модулятора.

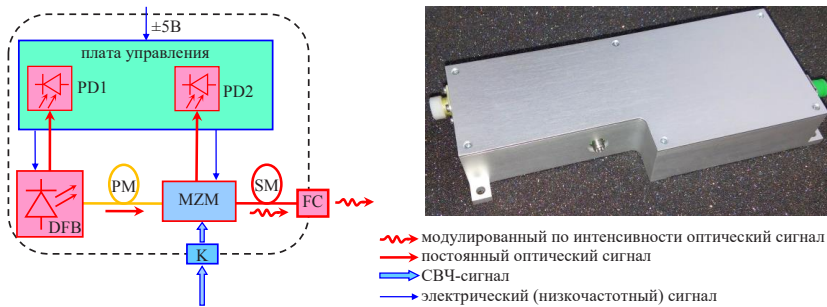


Рисунок 1 – Блок-схема и фотография волоконно-оптического лазерного модуля с внешней модуляцией (DFB – лазерный диод с распределенной обратной связью, PM – оптическое волокно с сохранением поляризации, MZM – электрооптический модулятор Маха-Цендера, SM – одномодовое оптическое волокно, FC – выходной оптический разъем FC/APC, K – входной СВЧ-разъем, PD1, PD2 – фотодиоды обратной связи)

Волоконно-оптический фотодиодный модуль, представляет собой узел волоконно-оптической линии передачи сигналов, на оптический вход которого подается модулированный по интенсивности оптический сигнал, поступающий по оптическому волокну на мощный фотодиод Шоттки с балочными выводами на основе гетероструктуры InAlAs/InGaAs/InP (рисунок 2) 7. Фотодиод Шоттки включен в

копланарную СВЧ-линию передачи, согласующую его с коаксиальным СВЧ-разъемом, с которого снимается детектированный СВЧ-сигнал достаточной мощности (более 1 мВт). Токовая чувствительность мощного InAlAs/InGaAs/InP фотодиода Шоттки в составе модуля составляет 0.5 А/Вт на длине волны 1550 нм, его предельная частота равна 36 ГГц, а максимальная средняя мощность входного оптического сигнала составляет 70 мВт. Максимальная выходная СВЧ-мощность исследуемого СВЧ-фотодиода Шоттки равна 15 дБм на частоте 20 ГГц, что позволяет использовать такие фотодиоды в волоконно-оптических линиях с широким линейным динамическим диапазоном, а также для генерации СВЧ-сигналов оптоэлектронными методами в системах радиолокации, радиосвязи и измерительной СВЧ-техники.



Рисунок 2 – Структурная схема и фотографии мощного СВЧ-фотодиода с оптоволоконным вводом и волоконно-оптического фотодиодного модуля (FC – входной оптический разъем FC/APC, SM – одномодовое оптическое волокно, HPD – мощный InAlAs/InGaAs/InP фотодиод Шоттки, CPW – копланарная СВЧ-линия передачи, К – выходной СВЧ-разъем)

Волоконно-оптическая линия передачи с оптическим усилением

Волоконно-оптические линии передачи являются альтернативой коаксиальным кабелям при передаче СВЧ-сигналов на расстояние более 10 м вследствие сверхнизких потерь в оптическом волокне (менее 0,0004 дБ/м) по сравнению с коаксиальным кабелем (порядка 1 дБ/м для 18 ГГц) 1,4. С повышением сложности бортовых радиоэлектронных систем, где вес и габаритные размеры являются чрезвычайно важными параметрами, аналоговые волоконно-оптические линии передачи СВЧ-сигналов благодаря малой массе и высокой устойчивости к электромагнитным помехам становятся еще более привлекательными. Важным достоинством волоконно-оптических линий является низкий уровень фазового шума и высокая фазовая стабильность при передаче СВЧ-сигналов, связанные с невосприимчивостью процесса прямого детектирования оптического сигнала к фазе оптической несущей. Разработанная волоконно-оптическая линия передачи СВЧ-сигналов состоит из волоконно-оптического лазерного модуля, оптического усилителя на волокне легированном эрбием и волоконно-оптического фотодиодного модуля, соединенных одномодовым волоконно-оптическим кабелем (рисунок 3).

С точки зрения теории СВЧ-цепей волоконно-оптическая линия является линейным четырехполосником, основными параметрами которого являются: коэффициент передачи, коэффициент шума, линейный динамический диапазон и линейный динамический диапазон при отсутствии интермодуляционных искажений 3-го порядка.

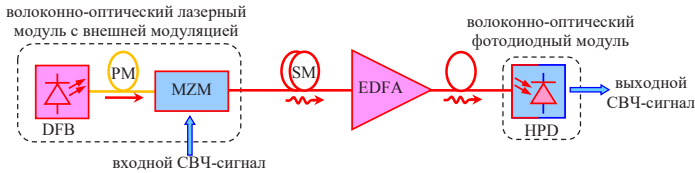


Рисунок 3 – Структурная схема волоконно-оптической линии передачи СВЧ-сигналов с оптическим усилением (DFB – лазерный диод с распределенной обратной связью, PM – оптическое волокно с сохранением поляризации, SM – одномодовое оптическое волокно, MZM – электрооптический модулятор Маха-Цендера, EDFA – усилитель на легированном эрбием волокне, HPD – мощный фотодиод)

На рисунке 4 представлены зависимости приведенных выше параметров от фазы смещения электрооптического модулятора Маха-Цендера при различных интенсивностях шума лазерного диода для волоконно-оптической линии передачи СВЧ-сигналов с оптическим усилением, в которой используется усилитель на легированном эрбием волокне с мощностью насыщения 200 мВт и модулятор Маха-Цендера с полуволновым напряжением порядка 6В и коэффициентом контрастности 25 дБ (стандартные параметры для модуляторов, используемых в волоконно-оптических системах связи).

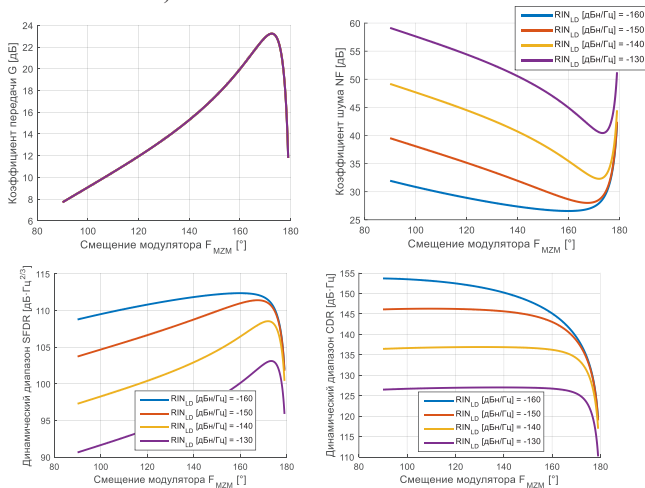


Рисунок 4 – Зависимости коэффициент передачи (G [дБ]), коэффициент шума (NF [дБ]), линейный динамический диапазон (CDR [дБ·Гц]) и линейный динамический диапазон при отсутствии интермодуляционных искажений 3-го порядка ($SFDR$ [дБ·Гц^{2/3}]) от фазы смещения электрооптического модулятора Маха-Цендера при различных интенсивностях шума лазерного диода для волоконно-оптической линии передачи СВЧ-сигналов с оптическим усилением

Оптоэлектронный генератор СВЧ на линиях задержки

Генераторы СВЧ с низким уровнем фазового шума имеют важное значение для многих применений, таких как измерительная СВЧ-техника, системы радиолокации, а также беспроводные и оптические системы связи. Альтернативным способом генерации гармонических СВЧ-сигналов с низким уровнем фазового шума являются оптоэлектронные генераторы, которые по принципу своей работы относятся к автогенераторам с положительной обратной связью, реализованной на основе волоконно-оптических линий задержки 8. Низкий уровень фазового шума оптоэлектронных генераторов СВЧ обусловлен возможностью создания волоконно-оптических линий задержки длительностью до 100 мкс, что эквивалентно добротности более 10^6 для частоты 10 ГГц. Главными преимуществами оптоэлектронных генераторов СВЧ на линиях по сравнению с традиционными генераторами СВЧ являются: 1) независимость уровня их фазового шума от частоты генерации (при условии применения оптоэлектронных компонентов с соответствующей рабочей полосой частот) и 2) высокая устойчивость к электромагнитным помехам, вибрациям и ускорениям. В лаборатории разработана конструкция оптоэлектронного генератора СВЧ на линиях задержки с оптическим усилением, обеспечивающая генерацию на фиксированной частоте в диапазоне от 2 до 40 ГГц с фазовым шумом ниже -140 дБн/Гц на отстройке 10 кГц от несущей при мощности генерации более 10 мВт (рисунок 5) 9-10.

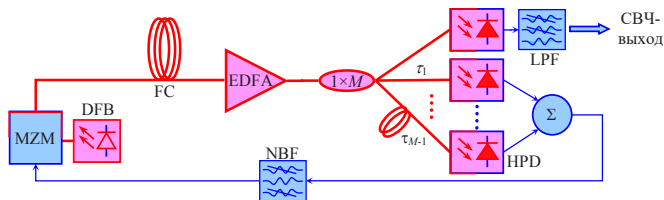


Рисунок 5 – Структурная схема оптоэлектронного генератора СВЧ на линиях задержки ($1 \times M$ – волоконно-оптический разветвитель, NBF – узкополосный СВЧ-фильтр, LPF – фильтр низких частот, FC – волоконно-оптическая катушка, Σ – СВЧ-сумматор, HPD – мощный фотодиодный модуль)

Показано, что для обеспечения низкого уровня собственных шумов оптоэлектронного генератора необходимо использовать лазер с низким шумом интенсивности, а усилитель на легированном эрбием волокне должен работать в режиме насыщения. Для оптоэлектронного генератора СВЧ на линиях задержки фазовый шум уменьшается по квадратичному закону с увеличением времени задержки в петле положительной обратной связи, однако при этом уровень дискретных составляющих в спектре сигнала генерации возрастает. В случае, если уровень дискретных составляющих в спектре сигнала генерации оказывается неприемлемым, то для их подавления, необходимо использовать дополнительные линии задержки, с помощью которых возможно уменьшить уровень дискретных составляющих более чем на 30 дБ (рисунок 6).

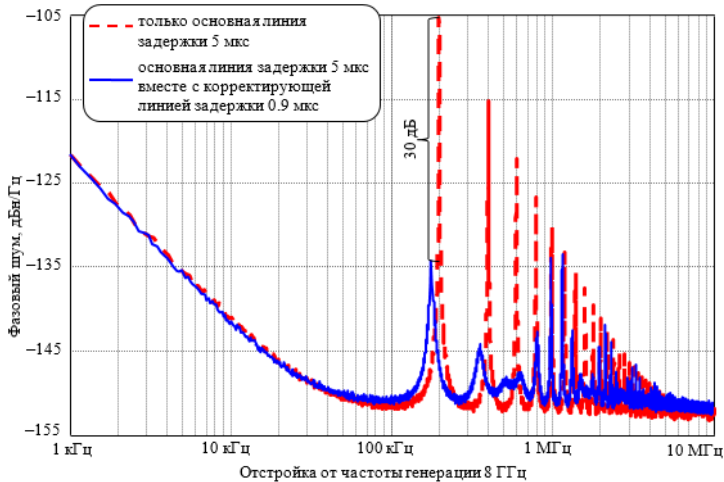


Рисунок 6 – Спектр фазового шума одно- и двухконтурного оптоэлектронного генератора СВЧ на линиях задержки с длительностями задержки в волоконно-оптических линиях, обеспечивающими максимальное подавление дискретных составляющих (где частота генерации – 10 ГГц, ширина полосы пропускания узкополосного СВЧ-фильтра – 5 МГц)

Волоконно-оптическая система распределения СВЧ-синхросигналов

На основе волоконно-оптических лазерных и фотодиодных модулей с использованием пассивных волоконно-оптических компонентов и усилителей могут быть построены системы распределения СВЧ-сигналов. Авторами данной работы разработана волоконно-оптическая система распределения синхросигнала, обеспечивающая фазостабильную многоканальную разводку синхросигнала в частотном диапазоне от 2 до 20 ГГц между 64 элементами (подрешетками) активной фазированной антенной решетки, которая состоит из волоконно-оптического лазерного модуля с внешней модуляцией, волоконно-оптических модулей усиления, в которых используются оптические усилители на волокне легированном эрбием, и 64-х мощных фотодиодных модулей, соединенных с оптическими усилителями одномодовыми волоконно-оптическими кабелями (рисунок 7) 6,11. Волоконно-оптический модуль усиления состоит из оптического усилителя с мощностью насыщения 40 мВт, волоконно-оптического разветвителя 1×4, 4-х мощных оптических усилителей с мощностью насыщения 200 мВт и 4-х волоконно-оптических разветвителей 1×16. Использование двухкаскадной схемы усиления позволяет обеспечить работу оптических усилителей в режиме насыщения, для которого шум, обусловленный биением усиливаемого оптического сигнала со спонтанным излучением, определяет общий шум на выходе фотодиодных модулей и имеет минимальное значение, что дает возможность получить низкий уровень собственных шумов на выходе канала волоконно-оптической системы распределения. Проведенные измерения показали, что при длине волоконно-оптических кабелей 2 м флуктуация фазы передаваемого СВЧ-сигнала между

каналами распределительной системы на частоте 10 ГГц в течение 1 часа не превышает 0.4° . Таким образом, разработанная волоконно-оптическая система распределения, обеспечивает фазостабильную многоканальную разводку синхросигнала в частотном диапазоне от 2 до 20 ГГц между элементами (подрешетками) активной фазированной антенной решетки, при этом на выходе каждого из 64 каналов мощность СВЧ-синхросигнала составляет величину порядка 1 мВт, а уровень собственных шумов не превышает -147 дБн/Гц. Использование такой волоконно-оптической системы распределения СВЧ-синхросигналов в активных фазированных антенных решетках позволит значительно уменьшить ее вес и повысить устойчивость к электромагнитным помехам.

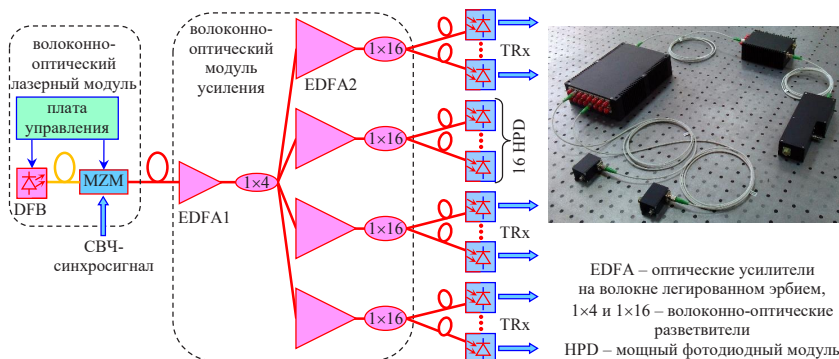


Рисунок 7 – Структурная схема и фотография фрагмента волоконно-оптической системы распределения СВЧ-синхросигнала по 64 каналам в активной фазированной антенной решетке

Заключение

Использование волоконно-оптических лазерных и фотодиодных модулей в системах радиолокации и радиовидения дает возможность применять оптические технологии для генерации и обработки СВЧ-сигналов в широком частотном диапазоне, что позволит значительно уменьшить вес аппаратуры и повысить надежность таких систем. Волоконно-оптические линии способны значительно упростить построение наземных распределенных радиоэлектронных систем, состоящих из множества антенн, которые должны быть достаточно далеко разнесены друг от друга в целях предотвращения интерференции боковых лепестков. В оптическом волокне затухание и дисперсия по сравнению с коаксиальным кабелем практически отсутствуют, что позволяет передать СВЧ сигнал с полосой в несколько десятков гигагерц на несколько километров без заметного затухания и поместить все оборудование по обработке сигнала в центральном узле распределенной радиоэлектронной системы.



Литература

1. Microwave photonics / A.J. Seeds, K.J. Williams // IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology. – 2006. – Vol. 24, № 12. – pp. 4628-4641.
2. Microwave photonics / Janping Yao // IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology. – 2009. – Vol. 27, № 3. – P.314-335.
3. Photonics for RF front ends / T.R. Clark, R. Waterhouse // IEEE Microwave magazine. – 2011, № 3. – Vol. 12. – P. 87-95.
4. Microwave photonics – a historical perspective / T. Berceli, P. Herczfeld // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. – 2010. – Vol. 58, № 11. – pp. 2992-3000.
5. Microwave Photonics Programs at DARPA / R. W. Ridgway, Carl L. Dohrman, and Joshua A. Conway // IEEE/OSA Journal of Lightwave Technology. – 2014. – Vol. 32, № 20. – pp. 3428-3439.
6. Analog optical link operating at the gain peak wavelength of an erbium-doped fiber amplifier / K. Mikitchuk, A. Chizh, and S. Malyshev // Proceedings of 44th European Microwave Conference (EuMC). – Rome, Italy. – 6-9 October 2014. – P. 679-683.
7. High-speed high-power InAlAs/InGaAs/InP Schottky photodiode/ A.Chizh, S. Malyshev, K. Mikitchuk // IEEE International Topical Meeting on Microwave Photonics (MWP2015) – Paphos, Cyprus, 24-29 October, 2015. – 4 p.
8. The optoelectronic oscillator / L. Maleki // Nature Photonics –2011. – V. 5, no.12, p.728-730
9. Delay-line optoelectronic oscillator with all-optical gain / K. Mikitchuk, A. Chizh, and S. Malyshev // Proceedings of 46th European Microwave Conference (EuMC) – London, UK. – 3-7 October, 2016. – P. 953-956.
10. Modeling and design of delay-line optoelectronic oscillators / K. Mikitchuk, A. Chizh, S. Malyshev // IEEE Journal of Quantum Electronics. – 2016. – Vol. 52, no.10. - Art. no. 5000108.
11. Fiber-optic system for local-oscillator signal distribution in active phased arrays/ A. Chizh, and S. Malyshev // Proceedings of 11th European Radar Conference (EuRAD). – Rome, Italy. – 8-10 October 2014. – P. 439-442.



3. Информационные технологии и моделирование



М.С Свирид, старший научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР
А.В. Гусинский, кандидат технических наук, доцент, директор
Центра 1.9 БГУИР
Д.А. Кондрашов, старший научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР
А.И. Волковец, кандидат технических наук, доцент, старший
научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР
А.В. Ворошень, старший научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР
А.Н. Луферов, научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ТЕСТИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ КОМПЛЕКСОВ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ОТ 2 ДО 140 ГГц

При разработке и модернизации радиолокационных систем, таких как активные радиолокационные головки самонаведения, радары противовоздушной обороны и прочие устройства встает задача повысить максимальную дальность обнаружения путем оптимизации зондирующего сигнала и приемного тракта, адаптивного управления радаром и цифровой обработки сигнала. В процессе разработки встает задача отработки алгоритмов в условиях приближенных к реальным условиям функционирования системы радар-цель. Предлагаемая автоматизированная система тестирования (АСТ) позволяет в автоматическом режиме решать широкий круг измерительных и имитационных задач в диапазоне частот от 2 до 140 ГГц.

Внешний вид АСТ представлен на рисунке 1. Автоматизированная измерительная система для тестирования радиолокационных комплексов устанавливается в лаборатории в безэховой камере с использованием поглотителя «ТОРА-9» производства НИИ ПФП БГУ. Элементы конструкции системы тестирования также подлежат укрытию поглотителем. Расстояние между передающей и приемными антеннами составляет 5м. Блок приемников выполнен в подвижном исполнении. Для осуществления соосности приемника и передатчика на трехкоординатной платформе установлен узконаправленный лазерный датчик, а на двухкоординатной системе перемещения передатчика расположен оптический отражатель.

Структурная схема АСТ представлена на рисунке 2. АСТ может быть сконфигурирована для решения следующих задач:

- тестирования алгоритмов цифровой обработки сигналов в лабораторных условиях;
- тестирования радиолокационных систем (рисунок 2, вариант 2);
- тестирования новых алгоритмов;
- исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ), фазо-частотных характеристик (ФЧХ) приемных и передающих устройств (рисунок 2, вариант 2, 4);
- проведения антенных измерений, а именно измерения параметров обтекателей, исследование диаграмм направленности антенных систем (рисунок 2, вариант 2,4);

Система позволяет:

- имитировать сигнал цели, мешающие отражения от подстилающей поверхности, шумоподобный сигнал в диапазоне частот от 2 до 140 ГГц, с произвольным соотношением уровней;
- имитировать дальность до цели;
- принимать и обрабатывать моноимпульсные сигналы.

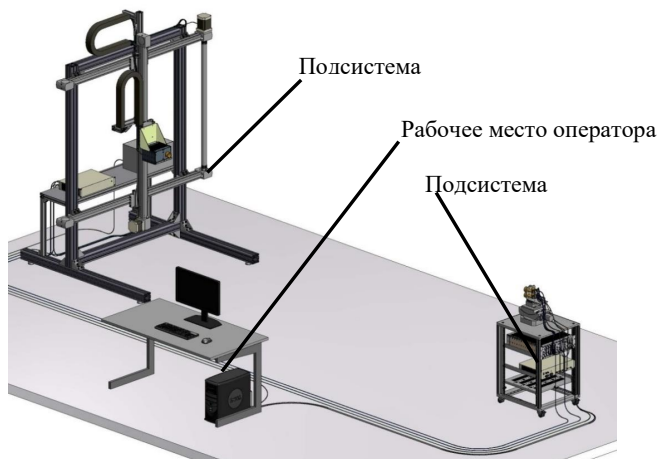
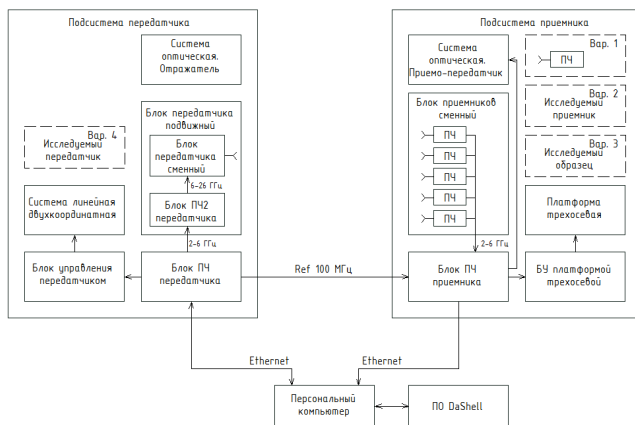


Рисунок 1 – Внешний вид автоматизированной измерительной системы для тестирования радиолокационных комплексов



ПЧ-преобразователь частоты, БУ – блок управления,
ПО – Программное обеспечение

Рисунок 2 – Структурная схема АСТ

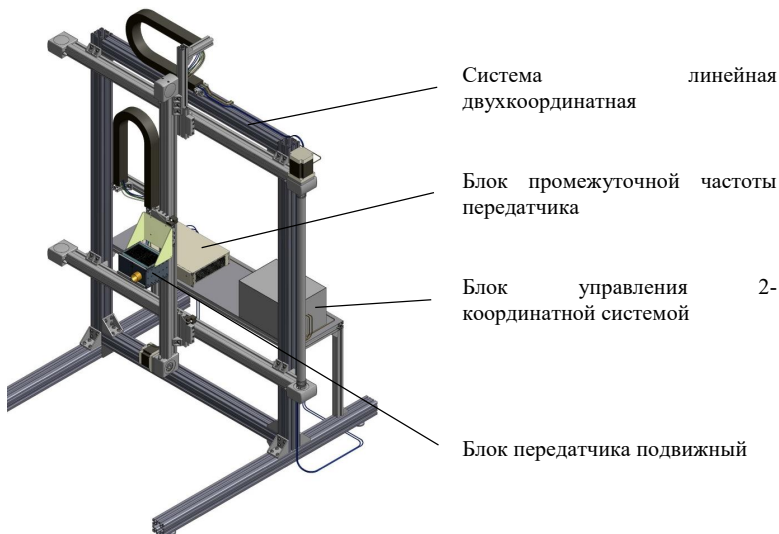
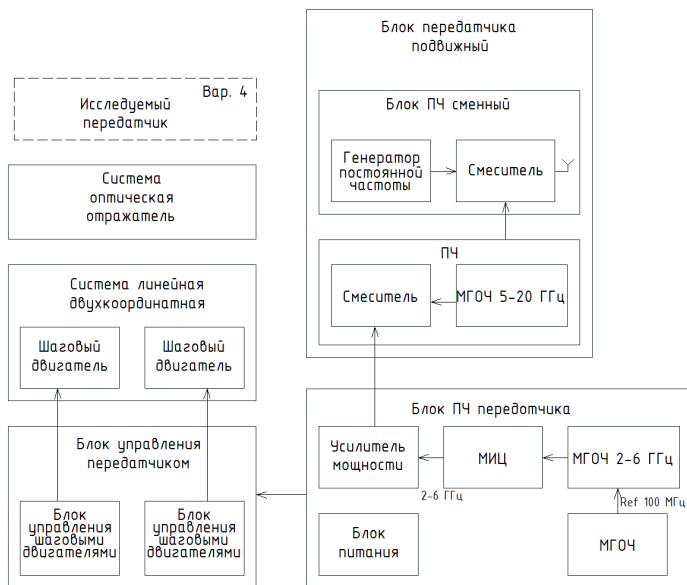


Рисунок 3 – Внешний вид подсистемы передатчика



МГОЧ – модуль генератора опорной частоты, МИЦ – модуль имитатора цели, ПЧ – перенос частоты

Рисунок 4 – Структурная схема подсистемы передатчика

Блок преобразователя частоты передатчика (рисунок 4) переносит сформированный цифровым способом сложный сигнал от цепи с частотой 125 МГц на частоту 2-6 ГГц с использованием модулятора и модуля генератора опорной частоты. В зависимости от необходимой выходной рабочей частоты используется еще одно (для частоты 6-25 ГГц) или два (для частоты 25-140 ГГц) преобразования частоты. При смене диапазона частот в подвижный блок передатчика устанавливается сменный модуль СВЧ, содержащий антенну, смеситель и один или два генератора фиксированной частоты. На рисунке 5 представлена функциональная модель передатчика, где в качестве ключей показан порядок ручной перекоммутации блоков для обеспечения работы передатчика во всем диапазоне частот.

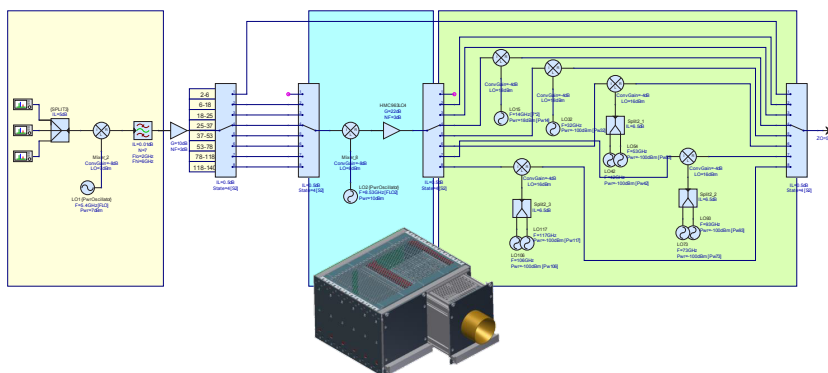


Рисунок 5 – Функциональная модель формирования сигнала передатчика

На рисунке 6 представлены результаты моделирования спектра выходного сигнала передатчика на частоте 140ГГц, без учета фильтрующих свойств волноводного тракта, снижающий уровень паразитных гармоник в реальных условиях эксплуатации. Несмотря на большое число гармоник в выходном сигнале, приемная часть АСТ обеспечивает избирательное выделение сигнала на рабочей частоте.

Цифровой передатчик может имитировать различные помехи:

- Помехи от станции активных помех (САП) имитирующие радиопомехи для искажения измеряемых РЛС азимута, дальности, скорости цели или их комбинаций. Для наилучшей эффективности САП принимает сигнал подавляемой РЛС, искажает его и ретранслирует назад. САП данного типа ретранслируют, или повторяют копию подавляемой РЛС, подобные САП называются станциями ответных радиопомех. Ретранслируемый сигнал должен соответствовать всем характеристикам подавляемой РЛС, включая частоту, частоту повторения импульсов, длительность импульса и частоту сканирования. Однако САП не копирует мощность подавляемой РЛС.

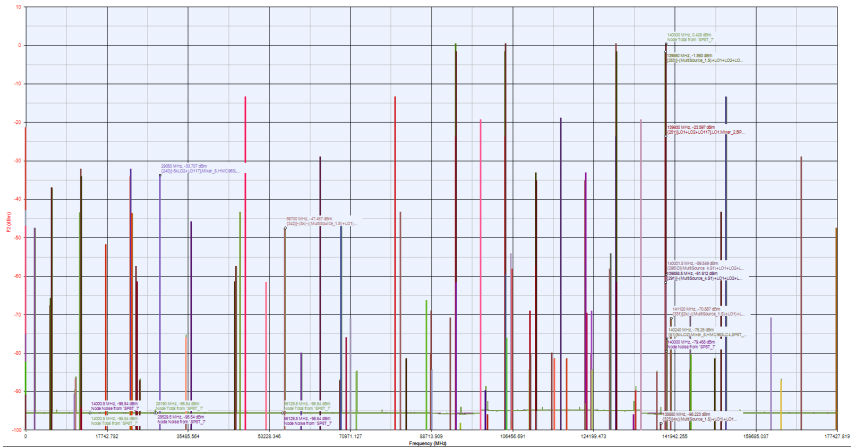


Рисунок 6 – Результаты моделирования спектра сигнала передатчика

- Помехи моноимпульсного пеленгатора (МИП).
- Облучение подстилающей поверхности (ПП).

Облучение ПП – это способ постановки активных имитирующих радиопомех, используемый, главным образом, на малых высотах. Он используется, чтобы противодействовать полуактивным, ракетам класса «воздух-воздух» с МИП. При данном способе используется ответная САП, которая принимает сигнал РЛС или ракеты. САП усиливает этот сигнал и направляет на ПП прямо перед прикрываемым самолётом. Ракета или РЛС сопровождает переотражённый сигнал от ПП вместо самолёта.

Чтобы быть эффективной, антенны САП должны иметь узкую ДНА по углу места и широкую по азимуту. Такая ДНА максимизирует энергию, направленную на ПП и минимизирует энергию, передаваемую к ракете или РЛС. Для преодоления потерь, связанных с переотражением от ПП мощность сигнала САП должна быть высокой. Это обеспечивает превышение сигнала, отражённого от ПП над отражённым сигналом от самолёта. Антенны САП должны иметь очень малые боковые лепестки для исключения работы по ней ракет, наводящихся на источник излучения. Для отвлечения ракеты класса «воздух-воздух» помеха должна быть включена на большой дальности. Это позволяет поместить отражённый сигнал от самолёта и сигнал помехи в один элемент разрешения по дальности. При приближении ракеты к самолёту, ракета будет отвлечена помеховым сигналом большей мощности.

С подсветом ПП связан ряд проблем: неопределённость в характеристиках отражения от различных типов ПП и возможных изменений в поляризации при отражении от ПП. Кроме того, постановка данного вида помехи накладывает ограничения на маневренные возможности и максимальную высоту полёта самолёта.

Подсистема приемника (рисунок 7) может содержать до пяти приемных каналов для исследования радио-пеленгационных систем или один канал для исследования параметров материалов, снятия диаграммы направленности антенн.

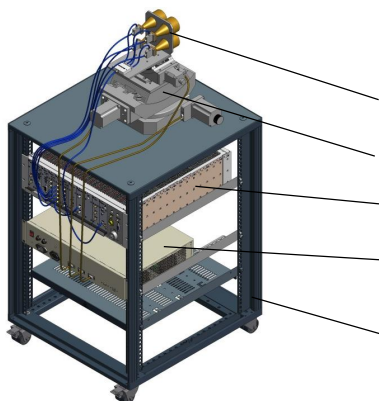
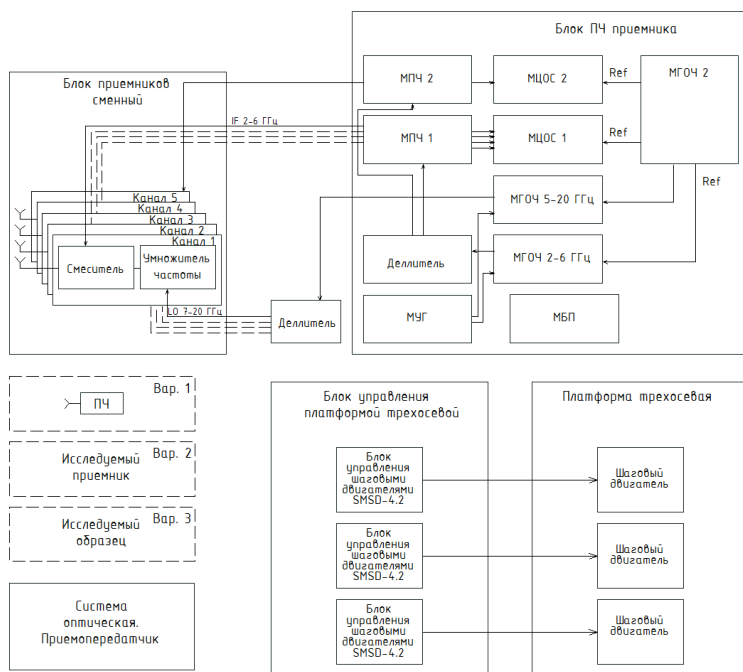


Рисунок 7 – Внешний вид подсистемы приемника



МПЧ – модуль переноса частоты, МЦОС – модуль цифровой обработки сигнала
МГОЧ – модуль генератора опорной частоты, МУГ – модуль управления генератором,
МБП – модуль блока питания, ПЧ – перенос частоты

Рисунок 8 – Структурная схема подсистемы приемника



Сменный блок приемников закреплен на трехкоординатной поворотной платформе, что позволяет осуществлять сканирование по углу-места, азимуту и изменять поляризацию антенн. Вместо штатного сменного блока приемников может быть установлен сторонний приемник или приемо-передающая система, параметры которого необходимо исследовать.

Первый перенос частот осуществляется с помощью смесителей на гармониках на частоту 2-6ГГц с использованием модуля генератора опорной частоты 5-20ГГц (рисунок 6). Второй перенос частоты осуществляется модуль переноса частоты с использованием модуля генератора опорной частоты 2-6ГГц. Значение ПЧ составляет 125МГц. Модуль цифровой обработки сигнала осуществляет усиление, оцифровку, обработку принимаемого сигнала, а также выполнение алгоритмов обнаружения и сопровождения цели с выдачей управляющих команд на систему перемещения.

Приведем расчет на частоте 140ГГц для случая когда на двухкоординатной поворотной платформе закреплен уголкового отражателя с эффективной отражающей поверхностью 0,6 м². Сигнал излучается передатчиком исследуемой приемо-передающей системы, установленной на трехкоординатной поворотной платформе, затем отражается от уголкового отражателя и возвращается на приемник. Рассчитывается мощность отраженного сигнала на входе приемника.

Исходные данные для расчета:

$\beta = 10$ – ширина диаграммы направленности антенны по азимуту, градусы

$\varepsilon = 10$ – ширина диаграммы направленности антенны по углу места, градусы

$\lambda = 0,002$ – длина волны, м

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ – постоянная Больцмана

$T_A = 300$ – шумовая температура, К

$\sigma_t = 0,6$ – эффективная отражающая поверхность, м²

$P_t = 0,0001$ – мощность передатчика, Вт

Расчет коэффициента усиления антенны:

$$G = \frac{36000}{\beta * \varepsilon} = 360 \quad (1)$$

Расчет мощности отраженного сигнала на входе приемника:

$$P_r = \frac{G^2 * \lambda^2 * \sigma_t * P_t}{(4 * \pi)^3 * D^4}, \quad (2)$$

где D – расстояние до цели

Для расстояния 5 метров расчетная мощность на входе приемника составляет минус 75,9 дБм.

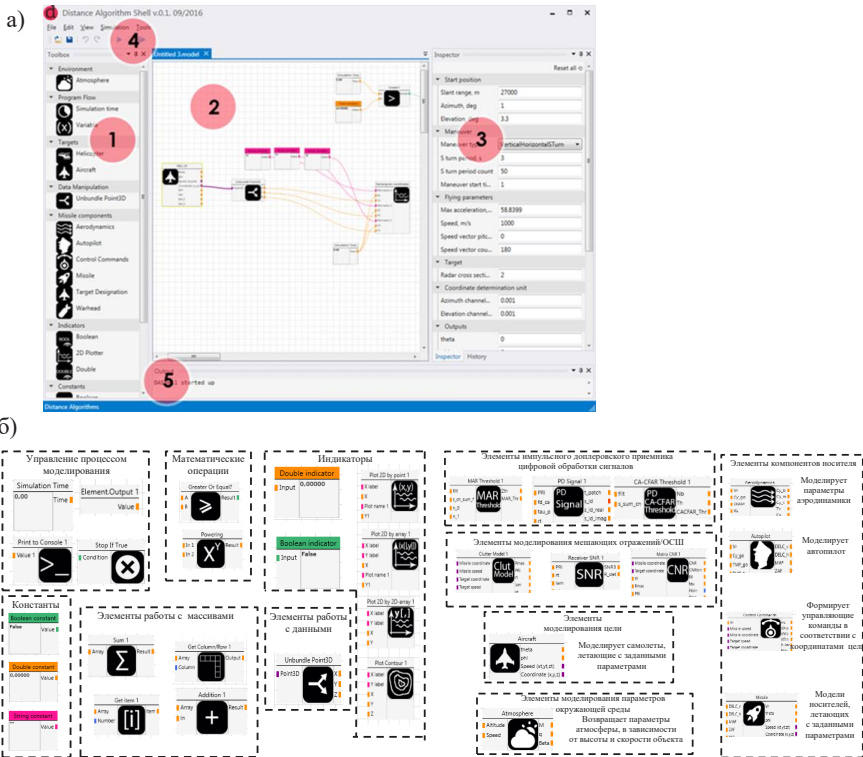
Основные технические характеристики АСТ приведены в таблице 1.

На рабочем месте оператора используется разработанное оригинальное программное обеспечение DASHell (Distance Algorithm Shell), позволяющее управлять работой АСТ, проводить моделирование работы радиолокационных систем и алгоритмов, подготавливать и загружать в модуль имитатора цели различные сценарии поведения цели и мешающих отражений, строить модели измерительных систем и комплексов. ПО DASHell позволяет осуществлять автоматизированные измерения с использованием как стандартного измерительного оборудования так и устройств специального назначения (рисунок 9).

Таблица 1 – Основные технические характеристики АСТ

| Параметр | Значение |
|---|---|
| Диапазон частот, ГГц | 2÷140 |
| Диапазон частот опорного генератора, МГц | 100 |
| Мощность СВЧ сигнала, мВт | 0,001÷10 |
| Закон модуляции зондирующего сигнала | немодулированная импульсная, - кодово-фазовая импульсная, линейно-частотно модулированная импульсная, нелинейно-частотно модулированная импульсная, частотно-шаговая импульсная |
| Отношение сигнал/шум, дБ | -25 ÷ +5 |
| Длительность элемента дальности, нс | 15 |
| Количество имитируемых целей | 0 ÷ 8 |
| Параметры эхо-сигналов от целей | амплитуда, фаза, частота смещения Доплера |
| Частота смещения Доплера, кГц | 10÷1000 |
| Параметры мешающих отражений | амплитуда, - фаза, частота смещения Доплера |
| Количество источников активной шумовой помехи | 1 |
| Параметры источников активной шумовой помехи | уровень активной шумовой помехи, закон распределения мгновенных значений шума, азимут |
| Закон распределения мгновенных значений шума | нормальный, равномерный, максвелла, арксинуса |
| Частота ПЧ, МГц | 125 |
| Ширина спектра видеосигнала, МГц | 30 |
| Количество выходных каналов на ПЧ | 4 |
| Динамический диапазон ПЧ сигнала, дБ | 50 |

DAShell представляет собой визуальную среду, разработанную на языке программирования C#. Базовые блоки среды DAShell называемые элементами, могут иметь произвольное количество входов и выходов, а также настраиваемых пользователем свойств с различными типами данных. Входы и выходы используются для представления элемента на схеме и соединения элементов в математическую модель. Использование свойств позволяет пользователю устанавливать параметры элементов до моделирования. Каждый элемент в модели получает данные со входов, обрабатывает их, и выдаёт результаты на свои выходы. Элемент модели зависящий от других элементов выполнится только после того как будут выполнены все элементы стоящие перед ним (с более высоким приоритетом) и на всех его входах будут присутствовать действительные данные. Структура каждого элемента (входы/выходы, свойства, методы расчета и т.д.) описывается в отдельном файле на языке C# и добавляется к оболочке.



1 – панель элементов; 2 – визуальная схема математической модели; 3 – инспектор свойств элементов; 4 – кнопки управления процессом моделирования; 5 – окно вывода сервисных сообщений

Рисунок 9 – Внешний вид оболочки ПО DASHell (а) и элементы моделирования (б)

Предлагаемая АСТ является комплексным универсальным инструментом для отработки алгоритмов обнаружения и работы радиолокационного оборудования в широком диапазоне частот.

Литература

1. Вексин, С.И. Обработка сигналов в доплеровских головках самонаведения / С.И. Вексин. – М.: Изд-во МАИ. – 2005. – 244 с.
2. Barton, David K. Radar system analysis and modeling / David K. Barton. – Norwood: Artech House. – 2005. – 545 p.

3. Barton, David K. Radar Equations for Modern Radar / David K. Barton. Boston: Artech House. – 2013. – 448 p.
4. M. Skolnik, Radar Handbook, Third Ed. New York: McGraw-Hill. – 2008. – 1352 p.
5. Electronic Warfare Fundamentals. Nellis AFB. – 2000. – 351 p.
6. Electronic warfare in the information age. D. Curtis Schleher. – Norwood: Artech House. – 1999. – 624 p.
7. Radar Systems Analysis And Design Using MATLAB. Third Edition. Bassem R. Mahafza. – Boca Raton: CRC Press. – 2013. – 743 p.
8. Radar Design Principles. Signal Processing and the Environment. Fred E. Nathanson, J. Patrick Reilly, Marvin N. Cohen. Second Edition. Mendham: SciTech Publishing. – 1999. – 724 p.
9. Real-Time PRF Selection for Medium PRF Airborne Pulsed-Doppler Radars in Tracking Phase. Jae Woong Yi, Young Jin Byun // IEEE Waveform Diversity & Design. 2007. pp. 116-121.
10. Tactical and Strategic Missile Guidance. Zarchan P. Sixth edition. Volume 239. Progress in Astronautics and Aeronautics. Ed.-in-Chief Timothy C. Lieuwen. – Reston: American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. – 2012. – 1095 p.
11. Josefsson, PatrikPersson, Lars Josefsson, PatrikPersson; PatrikPersson (2006). Conformal array antenna theory and design. USA: John Wiley and Sons. pp. 1–9.
12. Тактико-технические характеристики, основы боевого применения и математические модели противорадиолокационных ракет: Монография / Косачёв И.М., Быков И.М., Степанов А.А., Чёрный Ю.Н.; Под ред. Косачёва И.М. – Минск: ВА РБ, 2006. – 124 с.



Н.И. Беленкевич, старший преподаватель УО «БГУИР»

В.А. Ильинков, кандидат технических наук, старший научный сотрудник,
доцент УО «БГУИР»

В.Ю. Цветков, доктор технических наук, профессор УО «БГУИР»

КОМПЛЕКС МОДЕЛИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ И СИСТЕМ

Введение

К настоящему времени в области систем радиоэлектроники и телекоммуникаций (СРТ) явственно обозначились следующие научно-технические проблемы.

Проблема 1. Проектирование, разработка, производство и эксплуатация СРТ требуют большого количества источников электрических колебаний разных типов, форм, диапазонов частот (времен) и уровней, что дополнительно усугубляется моральным и физическим старением существующего парка генераторов.

Проблема 2. Стремительное развитие СРТ актуализирует проблему измерения и контроля параметров. С учетом разрастающейся номенклатуры СРТ в мире все большее внимание уделяют разработке измерительных комплексов с расширенными функциональными возможностями (в пределах универсальных), которые обеспечивают формирование произвольных измерительных сигналов, измерение параметров качества различных устройств (систем) и пригодны для целей функциональной диагностики.

Проблема 3. Подготовка специалистов в области СРТ требует больших финансовых и интеллектуальных затрат, дополнительно усложняется моральным и физическим старением существующей материально-технической базы. Ослабить негативные свойства этого процесса пытаются все большим применением методов математического моделирования, что, однако, сопровождается ухудшением практических навыков молодых специалистов, которые хуже адаптируются к задачам разработки, производства и эксплуатации современной аппаратуры. Поэтому для совмещения хорошей теоретической и практической подготовки, кроме математического моделирования, на всем протяжении учебного процесса необходимо широко использовать физическое моделирование. Последнее означает, что студенты радиоэлектронных и телекоммуникационных специальностей должны: постоянно работать с электрическими сигналами разных типов, форм и диапазонов частот; свободно владеть методами и средствами измерения их параметров в частотной и временной областях на входе и выходе реальных функциональных звеньев [1].

Решение проблем. Оптимальным решением отмеченных проблем является применение недорогих программно-аппаратных комплексов (ПАК) математического и физического моделирования сигналов и систем. Эти ПАК должны обеспечивать:

математическое моделирование сигналов, звеньев и систем в частотной, временной областях и на комплексной плоскости;

генерирование сигналов и реакций произвольной формы в широком диапазоне частот, времен и уровней;

реализацию виртуальных физических моделей СРТ, что дополнительно позволяет использовать ПАК в качестве многофункциональных (перестраиваемых

программным способом) лабораторных макетов по различным изучаемым дисциплинам.

Состав и возможности комплекса моделирования сигналов и систем

В Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники (БГУИР) на кафедре систем телекоммуникаций разработан первый вариант подобного ПАК, который структурно образуют [2–5]: система 1 математического моделирования в виде многофункциональной программы математического моделирования сигналов и систем; библиотека 2 виртуальных систем; система 3 подготовки формального описания моделируемых СРТ; ПЭВМ 4; система 5 генерирования сигналов и реакций в виде генератора сигналов произвольной формы; система 6 измерения и контроля в составе осциллографа, частотомера, анализатора спектра и веб-камеры (в расширенном варианте) (рисунок 1).

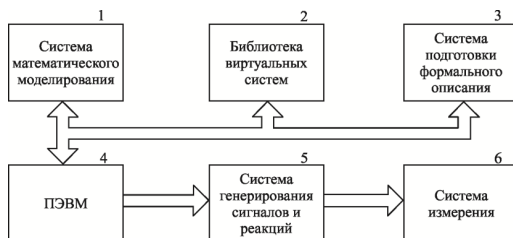


Рисунок 1 – Комплекс моделирования сигналов и систем

Рассматриваемый ПАК обладает достаточно широкими возможностями. В частности, он обеспечивает:

математическое моделирование электрических сигналов и функциональных звеньев СРТ в частотной, временной областях и на комплексной плоскости;

генерирование сигналов произвольной формы, различных видов цифровой и аналоговой модуляции, псевдослучайных и псевдошумовых сигналов;

возможность определения амплитудно-фазовых спектров, генерируемых (исследуемых) сигналов;

реализацию в реальном масштабе времени виртуальных физических моделей функциональных звеньев, устройств и СРТ;

возможность применения ПАК в качестве многофункциональных (программно перестраиваемых) лабораторных макетов по различным дисциплинам;

открытость ПАК – возможность использования других программ (пакетов программ) для задания форм сигналов и реакций.

Система математического моделирования сигналов и систем

Ядром ПАК является система математического моделирования (рис. 1). По указанным ниже причинам она реализована в виде многофункциональной программы математического моделирования сигналов и систем (МПММСС).

Системы радиоэлектроники и телекоммуникаций, как и все информационные системы, являются сложными, вероятностными и адаптивными. Дополнительно они



имеют следующие существенные особенности [3, 5]: обладают многими показателями качества; являются быстродействующими, в них присутствуют преобразования относительно низкочастотных информационных сигналов и переносящих их высокочастотных радиосигналов; характеризуются многообразием и сложностью моделей воздействий (сигналов), моделей (не)линейных функциональных звеньев и, как следствие, сложности формирования математической модели СРТ в целом; математическое моделирование СРТ требует большого объема вычислений, что необходимо учитывать при выборе (построении) моделей звеньев, сигналов и метода моделирования.

Отмеченные особенности серьезно усложняют процедуру математического моделирования, требуют от исследователя, помимо хорошего знания физических процессов в моделируемой системе, также глубоких знаний по математике, теории цепей и сигналов, программированию, другим дисциплинам, что возможно в редких случаях. Учитывая это, актуальной является разработка так называемых МПМСС, пригодных для моделирования различных СРТ, не требующих от пользователя глубоких знаний по совокупности дисциплин, то есть предназначенных для широкого круга специалистов в области радиоэлектроники и телекоммуникаций.

Последующий анализ показывает, что подобная МПМСС должна иметь развитый диалоговый режим работы и обязательно содержать в своем составе следующие модули [3, 5]: стационарную и оперативную библиотеки моделей сигналов; стационарную библиотеку моделей линейных и стационарную библиотеку моделей нелинейных звеньев; оперативную библиотеку моделей звеньев; модули формирования моделей модулированных и эквивалентных сигналов; модули преобразования моделей линейных звеньев и расчета их основных частотно-временных характеристик; модули расчета реакций в частотной и временной областях (рисунок 2).

Такая структура моделирующей программы позволяет до минимума сократить объем черновой подготовительной работы, обычно весьма существенный при моделировании СРТ, а саму процедуру моделирования многократно упростить и свести в основном к выполнению четырех последовательных этапов: формирование моделей функциональных звеньев; формирование моделей сигналов; формирование модели системы в целом; расчет и анализ реакций и функции потерь. Каждый из упомянутых этапов обеспечивается с помощью соответствующих модулей МПМСС. Общение пользователя с программой осуществляется через программу-оболочку, имеющую выход на все модули.

Подробный анализ особенностей моделирования СРТ дополнительно показывает, что МПМСС, как минимум, должна содержать следующие обязательные процедуры [3, 5]: формирование, (де)нормирование, транспонирование, перемножение, расчет частотных и временных характеристик моделей звеньев; формирование составных композитных и компонентных сигналов и их изображений; расчет реакций функциональных звеньев на произвольное (не)периодическое воздействие; расчет амплитудно-фазовых спектров, энергии (мощности) на входе (выходе) звеньев.

Система генерирования сигналов и реакций

Важнейшей составной частью рассматриваемого комплекса моделирования является система генерирования сигналов и реакций [2] (см. рис. 1). Она реализована

в виде генератора сигналов сложной формы Г6-45/1 (рисунок 3), являющегося совместной разработкой Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники и ОАО «АМКОДОР-БЕЛВАР», выпускаемого на последнем предприятии серийно.



Рисунок 2 – Многофункциональная программа математического моделирования сигналов и систем

Г6-45/1



Рисунок 3 – Генератор сигналов сложной формы Г6-45/1. Внешний вид

Необходимо отметить следующее. Из приведенных технических характеристик следует, что, по сравнению с известными, генератор Г6-45/1 имеет так называемый открытый формат и на его основе обладает весьма важным для потребителя положительным свойством: *возможность генерирования сигналов и реакций различных типов и форм, произвольно задаваемых конкретным пользователем.*



Указанное свойство реализуется с помощью специальной моделирующей программы, обладающей интуитивно понятным и дружественным интерфейсом.

Использование ПАК в составе многофункциональных автоматизированных комплексов контроля и измерения параметров СРТ

Как показано во введении (см. проблему 2), в мире все большее внимание уделяют разработке многофункциональных автоматизированных комплексов контроля и измерения параметров СРТ, которые обеспечивают формирование произвольных измерительных сигналов, измерение параметров качества различных устройств (систем) и пригодны для целей функциональной диагностики.

В БГУИР разработана строгая научная концепция построения многофункциональных автоматизированных комплексов контроля и измерения параметров СРТ. В соответствии с ней комплекс структурно образуют восемь систем: система 1 математического моделирования СРТ; библиотека 2 виртуальных систем; система 3 генерирования сигналов и реакций; система 4 измерения квазистатических параметров; система 5 измерения частотно-динамических параметров; система 6 измерения время-динамических параметров; ПЭВМ 7 и система 8 подготовки формального описания исследуемых СРТ. При этом все измерительные воздействия, необходимые для работы измерительных систем, формируются системой генерирования с участием системы моделирования. Системы частотно- и время-динамических параметров измеряют базовые динамические характеристики СРТ. Следует: ПАК моделирования сигналов и систем образует собой пять из восьми систем комплекса контроля и измерения параметров.

Измерительный комплекс подобной структуры обладает набором положительных свойств, важнейшим из которых является его очень высокая производительность: большое количество измеряемых параметров в единицу времени. Это особенно актуально применительно к массовому производству сложных систем и устройств в интегральном исполнении, где суммарное время контроля и измерения всех (нескольких десятков) параметров не превышает нескольких секунд.

Использование ПАК в учебном процессе подготовки специалистов

Как показывает опыт кафедры систем телекоммуникаций БГУИР, весьма перспективно использование ПАК моделирования сигналов и систем в учебном процессе подготовки специалистов. При этом важно отметить, что принципиально возможны следующие основные варианты построения лабораторных работ на основе ПАК [3–5].

1. Использование системы 1 математического моделирования, системы 5 генерирования сигналов и реакций, библиотеки 2 виртуальных систем, системы 6 измерения и ПЭВМ 4 (см. рис. 1). В этом варианте:

- а) реализуется “виртуальная” панель исследуемой лабораторной установки;
- б) студент работает с виртуальным лабораторным макетом;
- в) программа обеспечивает необходимые переключения в контрольных точках и формирование соответствующих сигналов в реальном масштабе времени;
- г) параметры сигналов в контрольных точках измеряются с помощью системы

6.

2. Использование ПЭВМ 4, системы 5 генерирования сигналов и реакций и стандартных пакетов математического, структурно- и схемотехнического моделирования. В этом варианте:

- а) применяется стандартный пакет программ, например MathCAD;
- б) по результатам математического моделирования формируется файл отсеченных значений исследуемого сигнала;
- в) синтезируется исследуемый сигнал в реальном масштабе времени (с помощью системы 5 генерирования сигналов и реакций);
- г) параметры сигналов в контрольных точках измеряются с помощью системы 6.

На кафедре СТК накоплен значительный опыт создания и применения в учебном процессе комплексов лабораторных работ (по дисциплине “Моделирование систем телекоммуникаций”), построенных на базе ПАК по упомянутым двум вариантам (первые два года использовался комплекс, реализованный по второму варианту, последующие пять лет – по первому варианту). С учетом этого опыта продолжают интенсивные исследования по дальнейшему развитию теории и практики применения обучающих ПАК. Полученные результаты позволяют сформулировать следующие основные выводы [4, 5].

1. Реализация лабораторных работ на базе ПАК моделирования сигналов и систем переводит обучение на новый технологический уровень, повышает мотивацию студентов, их теоретическую и практическую подготовку.

2. На базе ПАК сравнительно просто реализовать виртуальные физические модели сложных и разнообразных по свойствам систем и устройств. Это делает возможным и весьма целесообразным применение ПАК: для создания фронтальных циклов лабораторных работ по совокупности дисциплин радиоэлектронных, телекоммуникационных и компьютерных специальностей (для студентов первой ступени); для постановки сложных физических экспериментов в научных исследованиях; в учебном процессе студентов второй ступени (магистрантов) для усиления их теоретической и практической подготовки.

3. Предпочтительно построение лабораторных работ по первому варианту. Он сокращает до минимума подготовительную работу студентов, увеличивает полезную вариативность выполнения.

4. Наибольший учебный эффект достигается при использовании в качестве подсистемы математического моделирования МПМСС.

5. Весьма целесообразно наличие в составе ПАК системы 3 подготовки формального описания (см. рис. 1), которая пользователю (преподавателю), обладающему минимальными знаниями в области алгоритмизации и программирования, позволяет подготовить в предельно короткие сроки (несколько дней) фронтальный цикл лабораторных работ по конкретной дисциплине.

6. С целью экономии ресурсов и оптимизации учебного процесса логично создание на основе ПАК унифицированных учебных лабораторий (УУЛ) моделирования сигналов и систем.

Унифицированная учебная лаборатория моделирования сигналов и систем

На кафедре СТК разработан технический проект УУЛ, которая обладает следующими возможностями [5] (рис. 4):

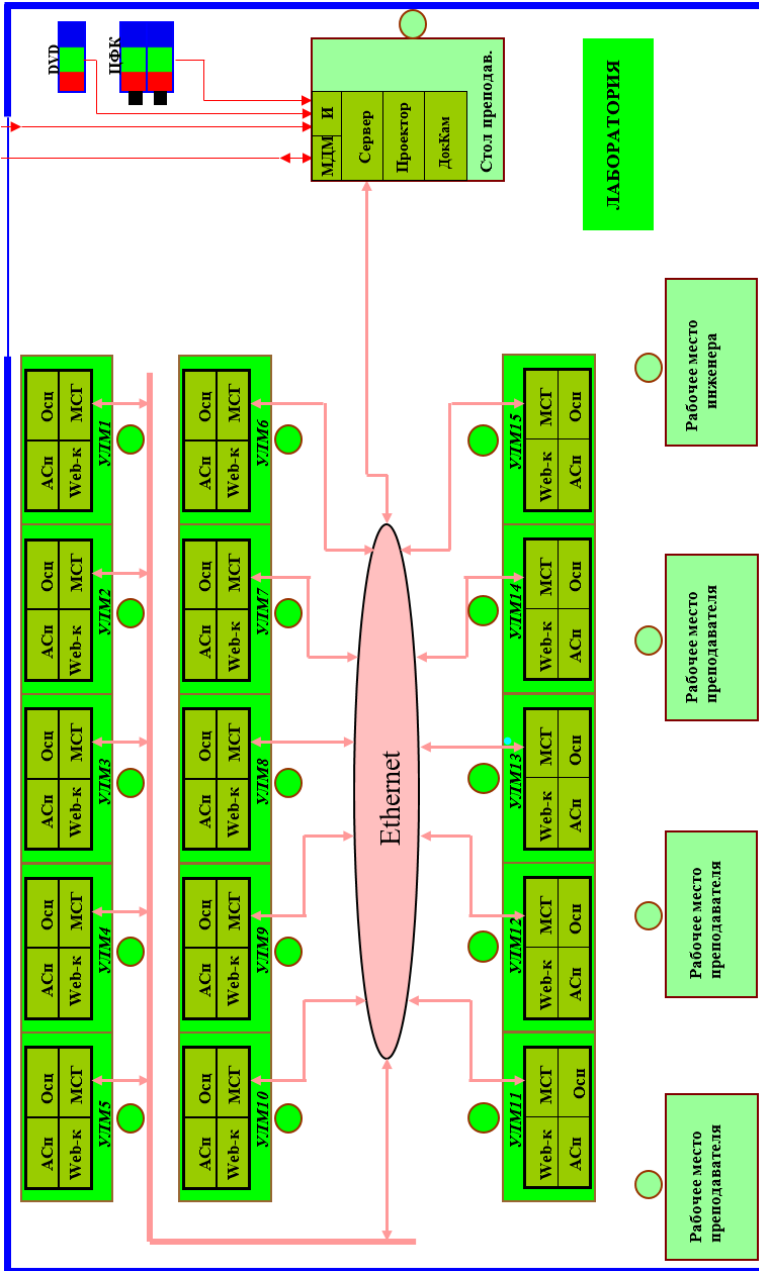


Рисунок 4 – Унифицированная учебная лаборатория моделирования сигналов и систем

подготовка и проведение фронтальных циклов лабораторных работ по совокупности дисциплин телекоммуникационных, радиоэлектронных и компьютерных специальностей (в формате один студент на одно учебно-лабораторное место);

подготовка и проведение циклов практических занятий по совокупности дисциплин телекоммуникационных, радиоэлектронных и компьютерных специальностей (в формате два студента на одно учебно-лабораторное место);

подготовка и проведение научно-технических семинаров, занятий и консультаций с аспирантами и магистрантами.

Техническое оснащение лаборатории состоит из 15 ПАК и одного технического комплекса преподавателя, образующих в совокупности локальную вычислительную сеть. Технический комплекс преподавателя включает: сервер (основа локальной вычислительной сети); проектор и документ-камеру (обеспечивают проведение в лаборатории полноценных практических занятий); DVD-проигрыватель, две цифровые фотокамеры (источники испытательных (исследуемых) сигналов, моно- и 3D-изображений).

Литература

1. Ильинков, В. А. Обучающие программно-аппаратные комплексы как эффективное средство интенсификации учебного процесса / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития: материалы VI междунар. науч.-метод. конф. (28-29 ноября 2012 г., Минск). – Мн.: БГУИР, 2012. – С. 213.

2. Ильинков, В. А. Метод и система генерирования сигналов различной формы в широком диапазоне частот систем / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Электросвязь. – 2013. – № 9. – С. 42 – 46.

3. Ильинков, В. А. Многофункциональная программа математического моделирования сигналов и систем / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития: материалы VI междунар. науч.-метод. конф. (28-29 ноября 2012 г., Минск). – Мн.: БГУИР, 2012. – С. 214.

4. Ильинков, В. А. Дальнейшее развитие теории и практики применения обучающих программно-аппаратных комплексов / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития: материалы VII междунар. науч.-метод. конф. (20-21 ноября 2014 г., Минск). – Мн.: БГУИР, 2014. – С. 162 – 163.

5. Ильинков, В. А. Комплексы моделирования сигналов и систем в учебном процессе подготовки специалистов / В. А. Ильинков, Н. И. Беленкевич // Высшее техническое образование: проблемы и пути развития: материалы VIII Междунар. науч.-метод. конф. (17-18 ноября 2016 г., Минск). – В 2 ч. Ч. 1 – Минск : БГУИР, 2016. – С. 190 – 194.



С.В. Цуприк. Магистрант кафедры радиолокации и прямо-
передающих устройств. УО «ВА РБ»;

А.С. Солонар. Докторант кафедры радиолокации и прямо-передающих
устройств, доцент, кандидат технических наук. УО «ВА РБ»;

Р.А. Гуцев. Заместитель начальника кафедры радиолокации и прямо-
передающих устройств. УО «ВА РБ».

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ ИМИТАТОР ВОЗДУШНОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ОПТИКО-ЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ПОДВИЖНОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМОЙ

Введение. Оптико-локационные системы (ОЛС) находят все более широкое применение в современной технике. Эти системы, в составе зенитных ракетных комплексов (ЗРК), обеспечивают работу в пассивном режиме, что является обязательным требованием, предъявляемым к таким видам вооружения. При разработке оптико-локационных систем возникают проблемы, связанные со сложностью проверки эффективности и отладкой алгоритмов их работы. Эти проблемы могут решаться путем лабораторных исследований, либо в ходе полевых испытаний. В лабораторных условиях отладку алгоритмов необходимо производить как по неподвижным, так и по движущимся объектам по результатам видеосъемки. Проблема возникает при сопровождении движущихся объектов, когда центр оптической системы перемещается, а закон перемещения при этом остается неизвестным. Для решения этих проблем предлагается аппаратно-программный имитатор воздушной обстановки для оптико-локационных систем, позволяющий сформировать адекватное входное воздействие в виде цифрового изображения, соответствующее истинным линейным размерам объектов для различных условий наблюдения, осуществить внутрикадровую обработку и получить разовые оценки угловых координат объектов.

Формирования адекватного входного воздействия для оптико-локационной системы является актуальной задачей. В ходе ее решения не тривиальным вопросом является выбор графического интерфейса для построения трехмерной сцены и формирования цифрового изображения. Одним наиболее распространенным, для работы с двумерной и трехмерной компьютерной графикой, является графический кроссплатформенный программный интерфейс Open Graphics Library (OpenGL). Использование OpenGL, позволяет разработчику максимально использовать возможности трехмерной графики в своих проектах, как элемента визуализации.

Не менее эффективным инструментом для формирования входного воздействия является кроссплатформенная среда разработки двухмерных и трехмерных приложений Unity3D. В отличие от OpenGL, интерфейс Unity3D представляет собой визуальную среду проектирования, что позволяет достаточно просто и быстро формировать трехмерные сцены. Однако интерфейс Unity3D нельзя непосредственно встроить в проект стороннего разработчика. Для работы с входным воздействием, сформированным с помощью Unity3D требуется написание отдельного программного обеспечения.

Цель работы: 1) предложить обобщенную структуру имитатора воздушной обстановки, позволяющего в реальном масштабе времени сформировать адекватное входное воздействие для оптико-локационной системы в виде цифрового изображения; 2) рассмотреть особенности формирования цифрового изображения при помощи графического интерфейса OpenGL; 3) рассмотреть особенности формирования цифрового изображения при помощи графического интерфейса Unity3D; 4) Рассмотреть особенности внутрикадровой обработки полученного входного воздействия при помощи библиотек компьютерного зрения OpenCV.

Обобщенная структура имитатора воздушной обстановки. Для определения облика будущего имитатора воздушной обстановки, необходимо определить его структуру. На рисунке 0 предложена обобщенная структура имитатора воздушной обстановки. Она включает в себя: неподвижную оптико-локационную систему, модель входного воздействия, проектор и экран. Идея заключается в имитации вращения центра оптической системы за счет перемещения изображения на экране относительно неподвижной оптико-локационной системы.

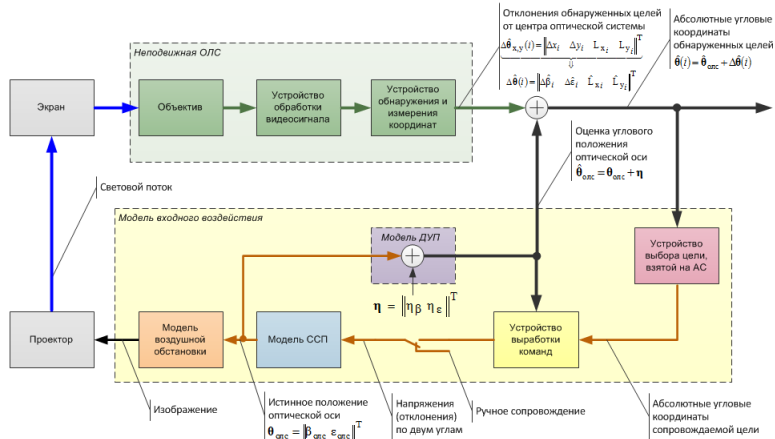


Рисунок 1 – Обобщенная структура аппаратно-программного имитатора

Структурно в модель входного воздействия входят устройство выбора цели, взятой на сопровождение, устройство выработки команд, модель силового следящего привода, модель датчика угла поворота и модель воздушной обстановки [7]. Входным воздействием является световой поток, сформированный при помощи проектора и экрана. Световой поток представляет собой синтезированное цифровое изображение, сформированное моделью воздушной обстановки. Для имитации вращения оптической системы используется несколько математических моделей силового следящего привода. Для оценки истинного положения оптической оси используются модели датчиков угла поворота. Они формируют оценки текущего положения привода $\hat{\theta}_{оас}$ путем добавления к истинному положению $\theta_{оас}$ белого гауссовского шума η с нулевым математически ожиданием и заданной дисперсией $D_{дуп\beta} \cdot D_{дуп\epsilon}$.



независимо по каждой угловой координате [2,3]. В результате на выходе неподвижной оптико-локационной системы формируются M оценок абсолютных угловых координат целей $\hat{\theta}(i)$, $i = \overline{1, M}$ путем добавления к $\Delta\hat{\theta}(i)$ оценки углового положения центра оптической системы $\hat{\theta}_{\text{о.с.}}$. Одна из оценок может быть выбрана для взятия на автоматическое сопровождение при помощи соответствующего устройства. Результатом работы имитатора воздушной обстановки является получение разовых оценок абсолютных угловых координат целей по результатам внутрикадровой обработки синтезированного цифрового изображения, сформированное при помощи светового потока проектора и экрана.

Модель воздушной обстановки представляет собой синтезированное цифровое изображение. Для его формирования может использоваться программный интерфейс OpenGL (Open Graphics Library) или Unity3D.

Особенности формирования цифрового изображения при помощи графического интерфейса OpenGL. На рисунке 0 представлена структура модели воздушной обстановки, разработанная при помощи OpenGL. Ключевым элементом является блок формирования сцены, в котором формируется сценарий воздушной обстановки. Выбор требуемой модели и установка параметров движения осуществляется блоком загрузки и задания параметров модели. Изменений и настройка различных условий обстановки наблюдения осуществляется с помощью блоков управления контрастностью и окружающая среда. Использование технологии OpenGL, предоставляет разработчику самому определять структуру модели и непосредственно интегрировать ее в свой проект.

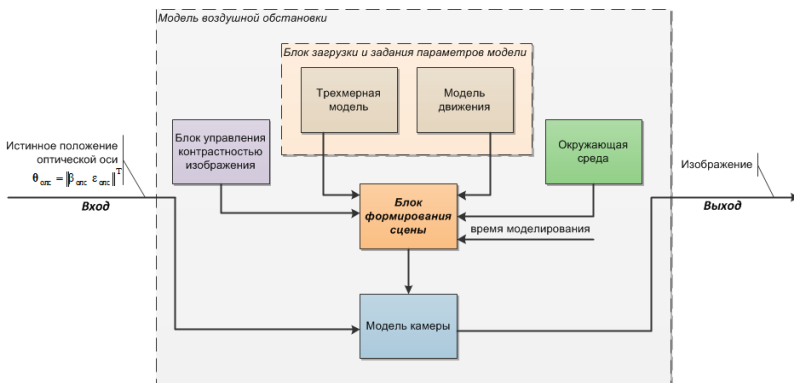


Рисунок 2 – Структура модели воздушной обстановки, разработанная на основе графического интерфейса OpenGL

OpenGL – это программный интерфейс, который включает в себя набор различных команд, позволяющих определять различные объекты и осуществлять их отображение на экране [1]. Под определением объекта в OpenGL понимается задание местоположения в трехмерном пространстве, задание свойств объекта (цвет, текстуры, материал, и.т.д.), положение наблюдателя. Необходимо отметить, что OpenGL осуществляет только отображение и не поддерживает какие-либо периферийные устройства, такие как клавиатуры и мышь, а также менеджеров окон.

Разработчик должен самостоятельно обеспечивать взаимодействие периферийных устройств с OpenGL. Несмотря на хорошо продуманную внутреннюю структуру и довольно простой процедурный интерфейс, с помощью OpenGL можно создавать сложные и мощные программные комплексы, затрачивая при этом минимальное время по сравнению с другими графическими библиотеками. Мультиплатформенность позволяет без труда переносить программное обеспечение с одной операционной системы в другую. OpenGL предоставляет в распоряжение всю мощь аппаратных возможностей, которые имеются на данном компьютере и при написании программ не нужно беспокоиться о конкретных деталях используемого оборудования. Однако написание сложных приложений с помощью OpenGL, требует от разработчика хороших знаний языков программирования и достаточно больших временных затрат на разработку и отладку трехмерных сцен, что значительно усложняет использование OpenGL. На рисунке 0 представлен вариант имитатора воздушной обстановки, разработанного при помощи OpenGL.

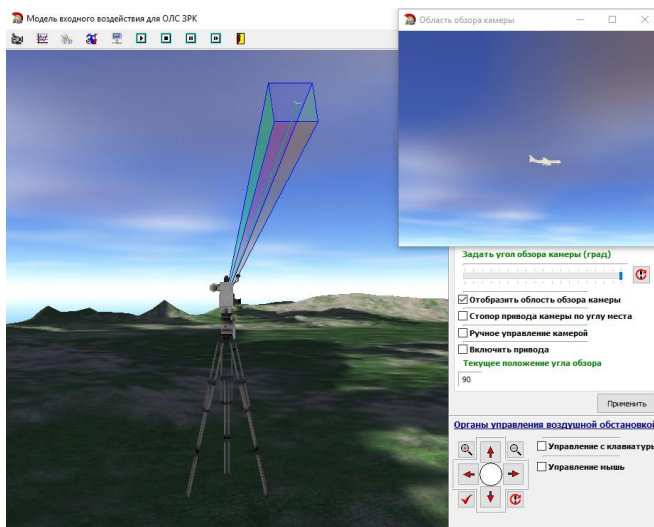


Рисунок 3 – Пример реализации имитатора воздушной обстановки, разработанного при помощи OpenGL

Особенности формирования цифрового изображения при помощи графического интерфейса Unity3D. Другим, не менее эффективным инструментом формирования цифрового изображения является графический интерфейс Unity3D [4,5,6]. Он имеет достаточно простой интерфейс, состоящий из различных окон, благодаря чему можно производить отладку сцены прямо в редакторе (визуальной среде разработки). Визуализация трехмерной сцены и ее анимации в Unity3D формируется в виде законченного исполняемого приложения. Сложность заключается в способе взаимодействия программы имитатора воздушной обстановки (рис.1) с модулем визуализации написанном в Unity3D, как отдельным приложением.



На рисунке 0 представлена обобщённая структура модели воздушной обстановки взаимодействующая модулем визуализации написанном в Unity3D при помощи сетевого протокола TCP/IP.

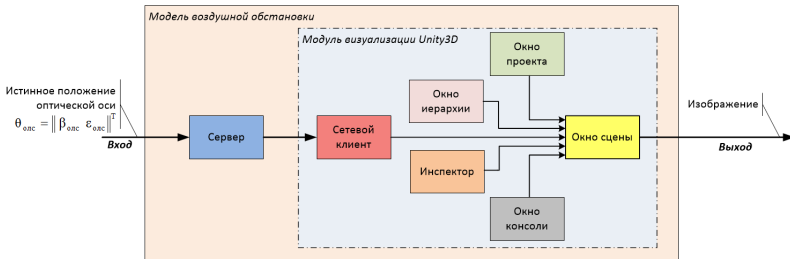
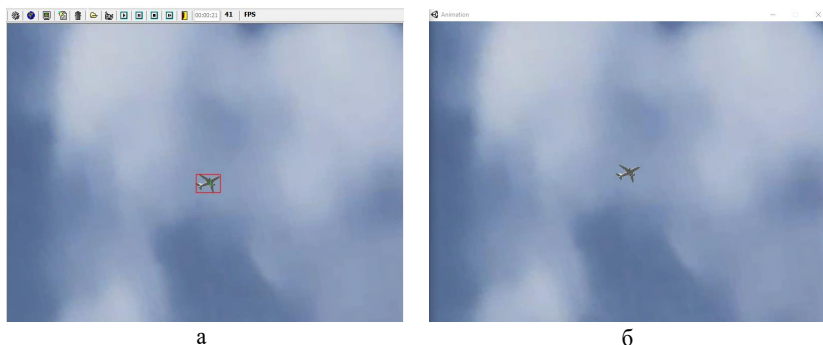


Рисунок 4 – Обобщённая структура модели воздушной обстановки взаимодействующая модулем визуализации написанном в Unity3D

Интерфейс Unity3D представляет собой набор функциональных элементов в виде отдельных окон, позволяющих настраивать трехмерную сцену требуемым образом. В отличие от графического интерфейса OpenGL, Unity3D легко интегрируем с такими программными продуктами как 3DS Max и Adobe Photoshop. Трехмерные модели, текстуры и материалы легко импортируются в Unity3D, что значительно облегчает и ускоряет процесс разработки программного продукта. Также в Unity3D реализован собственный механизм создания и настройки анимации, что по сравнению с OpenGL является большим достоинством. Отладку и изменение различных параметров трехмерной сцены можно осуществлять в режиме реального времени. Однако существует проблема взаимодействия с другими приложениями. Одним из способов взаимодействия с другими разрабатываемыми приложениями является использование сетевых протоколов передачи данных. Благодаря поддержке Unity3D языков программирования C# и Java в качестве инструмента разработки, настройку сетевого взаимодействия можно осуществить с помощью требуемого протокола передачи данных (TCP/IP, UDP и т.д.). Это позволяет разработчику независимо от среды проектирования и используемого языка программирования настроить сетевое взаимодействие с приложением Unity. Именно этап настройки взаимодействия Unity3D с другими приложениями является самым трудоемким процессом. Unity3D является самостоятельным программным продуктом, что не позволяет внешним приложениям напрямую получить доступ к интерфейсу Unity. Этим обусловлено нарушение целостности разрабатываемого на его основе имитатора воздушной обстановки, что является большим недостатком. Из вышесказанного можно сделать вывод о том, что графический интерфейс Unity3D, за счет простого, удобного и многофункционального интерфейса позволяет сформировать высоко реалистичное и адекватное входное воздействие для имитатора воздушной обстановки за более короткий срок, и не требует при этом от разработчика серьёзных знаний и умений в программировании. Но при этом накладываются ограничения в организации взаимодействия с внешними приложениями. Пример имитатора, разработанного при помощи Unity3D, представлен на рисунке 0.



а – окно приложения стороннего разработчика; б – окно приложения Unity3D

Рисунок 5 – Пример реализации имитатора воздушной обстановки при помощи Unity3D

Особенности внутрикадровой обработки при помощи библиотек компьютерного зрения OpenCV.

Цифровое изображение при помощи проектора переводится в световой поток (рис.1), падающий на экран. Неподвижная оптико-локационная система принимает часть отраженного от экрана светового потока с имитируемым изображением, при помощи объектива. В устройстве обработки видеосигнала световой поток превращается в последовательность кадров в виде матриц изображения. Частота следования кадров зависит от характеристик камеры. За обнаружение объектов в пределах кадра и измерения их параметров отвечает внутрикадровая обработка, реализованная в устройстве обнаружения и измерения координат (рис.1).

Обычно внутрикадровая обработка осуществляется непосредственно в оптико-локационной системе с помощью отдельного сигнального процессора. Однако ее можно проводить и вне ОЛС. Наиболее удобным инструментом реализации внутрикадровой обработки является открытая библиотека с набором функций для обработки, и распознавания изображений OpenCV.

Фактически, OpenCV – это набор типов данных, функций и классов для обработки изображений алгоритмами компьютерного зрения. Она содержит следующие алгоритмы: интерпретация изображений, калибровка камеры по эталону, устранение оптических искажений, определение сходства, анализ перемещения объекта, определение формы объекта и слежение за объектом, 3D-реконструкция, сегментация объекта, распознавание жестов и т.д.

При проверке возможностей аппаратно-программного имитатора использовалась библиотека OpenCV для внутрикадровой обработки. С помощью нее были реализованы этапы внутрикадровой обработки:

1. Предварительная обработка изображения (сглаживание, фильтрация помех, увеличение контраста);
2. Бинаризация изображения;
3. Выделение контуров объектов;
4. Первичная фильтрация контуров;



5. Эквиализация контуров;
6. Пересчет разовых оценок из прямоугольных координат кадра в угловые отклонения относительно центра оптической системы;
7. Выдача разовых оценок потребителю.



Рисунок 6 – Результат внутрикадровой обработки
входного воздействия

Результаты внутрикадровой обработки представлены на рисунке 0. В результате обработки одного кадра входного воздействия на устройства обнаружения и измерения координат формируются отклонения обнаруженных целей от центра оптической системы $\Delta\hat{\theta}_{x,y}(i) = \|\Delta x_i, \Delta y_i, Lx_i, Ly_i\|$, где $\Delta x_i, \Delta y_i$ – центр дескриптора границ обнаруженного объекта, Lx_i, Ly_i – размеры дескриптора. Результаты моделирования продемонстрировали работоспособность предложенного аппаратно-программного имитатора.

Заключение

Предложенная структура имитатора воздушной обстановки для формирования в реальном масштабе времени адекватного входного воздействия оптико-локационным системам работоспособна, что подтверждается результатами моделирования.

Графические редакторы OpenGL и Unity3D позволяют сформировать в реальном масштабе времени адекватное входное воздействие в виде цифрового изображения для оптико-локационных систем.

При формировании цифрового изображения воздушной обстановки удобнее пользоваться графическим интерфейсом Unity3D в виду высокой скорости построения трехмерных сцен и простоты их изменения по сравнению с OpenGL. Однако надо учитывать, что при разработке монолитного кроссплатформенного программного обеспечения имеет смысл использовать OpenGL.

Адекватность входного воздействия для оптико-локационных систем проверялась при помощи внутрикадровой обработки, реализованной с помощью библиотеки OpenCV. Особенностью обработки является возможность использования готового инструментария обнаружения объектов и измерение их параметров в пределах кадра.

Литература

1. Ричард С.-мл., Липчак, Бенджамин. OpenGL. Суперкнига, 3-е издание.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. – 1040 с.: ил. – Парал. тит. англ.
2. Демьянович Ю.Н. Основы автоматического управления. Проектирование следящих систем Ч.1: Аналитическое конструирование силовых следящих систем: учеб. – метод. Пособие – Минск: ВА РБ, 2009. – 92 с.
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учеб. для вузов. – 7-е изд. стер. – М.: Высш. шк., 2001. – 575 с.: ил.
4. Хокинг Дж. Unity в действии. Мультиплатформенная разработка на C# Пер. с англ. И. Рузмайкиной. – СПб.: Питер, 2016. – 336с.: ил. – (Серия «для профессионалов»).
5. Торн А. Основы анимации в Unity / пер. с англ. Р. Рагимова. – М.: ДМК Пресс, 2016. – 176 с.: ил.
6. Unity Manual [Электронный ресурс] /Режим доступа: <https://docs.unity3d.com/Manual/>. – Дата доступа: 05.11.2016.
7. А. С. Солонар, С. В. Цуприк. Модель входного воздействия для оптико-локационной системы зенитного ракетного комплекса с подвижной оптической системой. Информационные технологии и системы 2016 (ИТС 2016): И74 материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 26 октября 2016 г. с 236 – 237.
8. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. – 168 с.
9. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Учебное пособие для вузов: Л., «Машиностроение» (Ленингр. отд-ние), 1977. – 600 с. с ил.
10. Gary Bradski, Adrian Kaehler. Learning OpenCV. Copyright © 2008 Gary Bradski and Adrian Kaehler. All rights reserved. Printed in the United States of America.



Д.В. Морозов, доцент кафедры авиационных радиоэлектронных систем авиационного факультета учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь», кандидат технических наук, доцент

В.Г. Сапьяник, начальник цикла кафедры авиационных радиоэлектронных систем авиационного факультета учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь», кандидат технических наук, доцент

А.Г. Боровой, старший преподаватель кафедры авиационных радиоэлектронных систем авиационного факультета учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»

С.А. Саланец, курсант авиационного факультета учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь»

ЦИФРОВАЯ СИСТЕМА ОБЪЕКТИВНОГО КОНТРОЛЯ УЧЕБНО-БОЕВЫХ ДЕЙСТВИЙ ИСТРЕБИТЕЛЯ

Боеготовность современных воздушных судов, безопасность полетов, экономичность эксплуатации и неуклонное повышение надежности работы авиационной техники в значительной степени зависят от того, насколько широко внедрены и эффективно используются в эксплуатации методы и средства объективного контроля, методы технической диагностики для определения режимов полета, оценки работоспособности авиационной техники и выходов за установленные эксплуатационные ограничения.

Грамотное использование информации бортовых устройств регистрации, автоматизированных систем контроля и наземных средств обработки полетной информации при проведении всех видов объективного контроля и подготовки к полетам позволяет [1]:

- повысить безопасность полетов за счет предотвращения вылетов самолетов с неисправностями, а также вылета экипажей, недостаточно подготовленных к полетам или допустивших нарушение условий безопасности и правил эксплуатации авиационной техники в предыдущих полетах;

- произвести анализ работы авиационной техники с целью обеспечения более глубокого контроля ее технического состояния в межрегламентный период эксплуатации, после выполнения регламентных работ, а также оценку работоспособности авиационной техники после выполнения облетов;

- получить данные, необходимые для определения степени освоения боевых и маневренных возможностей самолетов и уровня подготовки летного состава;

- повысить качество обучения летного состава и ответственность за точное выполнение заданных условий полета;

- установить истинные причины авиационных происшествий и инцидентов.

Одним из способов объективной оценки действий летчика при выполнении полетного задания является анализ информации записанной системой видеорегистрации [2].

На самолете МиГ-29 может устанавливаться система видеорегистрации СВР-12А1, которая предназначена для записи на твердотельный сменный накопитель следующей информации:

- цветного видеоизображения от одной цифровой видеокамеры;
- видеоинформации с экранов многофункциональных индикаторов;
- переговоров экипажа;

полетной информации, поступающей от бортовых систем в виде биполярного последовательного 32-х разрядного кода;

последовательной информации, поступающей от бортовых систем в виде бинарных сигналов, бинарных команд управления системой СВР-12А1, поступающих от бортовых систем. [3]

Телевизионная камера устанавливается на индикаторе на лобовом стекле (ИЛС) и обеспечивает видеонаблюдение через ИЛС в переднюю полусферу закабинного пространства. Угловые размеры поля зрения видеокамеры обеспечивают отображение пилотажно-навигационной информации, прорисованной на ИЛС на фоне закабинного пространства.

По окончании полета сменный накопитель позволяет осуществить просмотр записанной на нем информации на компьютере, входящий в наземный комплекс послеполетной обработки информации. [2, 3]

Однако такой подход к регистрации полетной информации во время отработки экипажем учебно-боевых тренировочных полетов зачастую является малоинформативным. В качестве примера можно привести несколько кадров из зарегистрированной СВР информации представленных на рисунке 1.

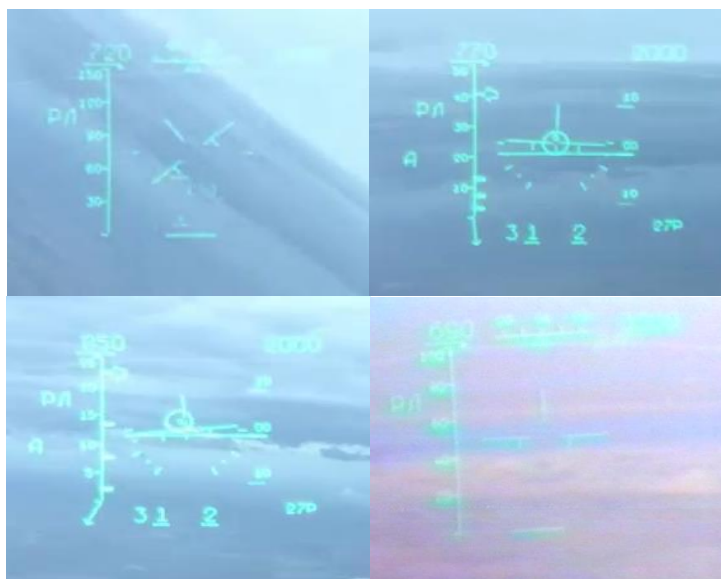


Рисунок 1 – Кадры, записанные СВР самолета МиГ-29



Как видно из рисунков часть информации на фоне яркого неба, а также зачастую и на фоне земной поверхности или других объектов практически невидна. В результате этого полная оценка действий экипажа при выполнении упражнений курса летной подготовки затруднительна или вообще невозможна.

Для решения данной проблемы предлагается использование цифровой системы объективного контроля, которая осуществляет запись на твердотельный накопитель отдельно параметров системы управления вооружения и отдельно видеоизображения закабинного пространства, исключая при этом любые засветки информации, отображаемой на ИЛС. Кроме этого в связи с тем, что регистрируются сами параметры работы оборудования воздушного судна, а не видеоизображение ИЛС, такая аппаратура сильно расширяет круг возможностей для их использования (например: выдача рекомендаций экипажу, селекция целей по степени важности, и т.д.)

Предлагаемая цифровая система объективного контроля (ЦСОК) учебно-боевых действий самолета МиГ-29 в основном предназначена для регистрации параметров радиолокационного и оптикоэлектронного навигационного комплексов в процессе полета, с дальнейшим воспроизведением записанной информации в наземных условиях.

ЦСОК УБД позволяет решить следующие задачи:

- регистрация закабинного воздушного пространства в передней полусфере;
- регистрация параметров прицельных комплексов и других бортовых систем в процессе полета;

- регистрация информации о географических координатах и параметрах полета самолета;

- регистрация переговоров экипажа самолета;

- воспроизведение зарегистрированной и дополнительной информации в процессе полета на экране индикатора МФЦИ в реальном масштабе времени;

- воспроизведение зарегистрированных данных в системе послеполетной обработки информации на земле.

Обобщенная структура ЦСОК УБД представлена на рисунке

На рисунках 3 и 4 представлен пример зарегистрированной информации с помощью ЦСОК УБД самолета МиГ-29 без наложения и с наложением на видеоизображение закабинного пространства.

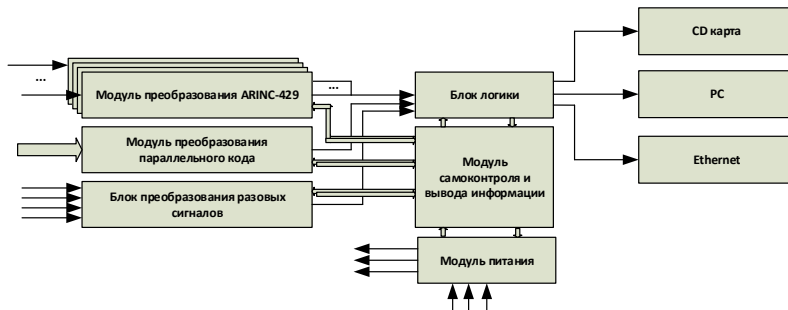


Рисунок 2 – Упрощенная структурная схема ЦСОК УБД самолета МиГ-29

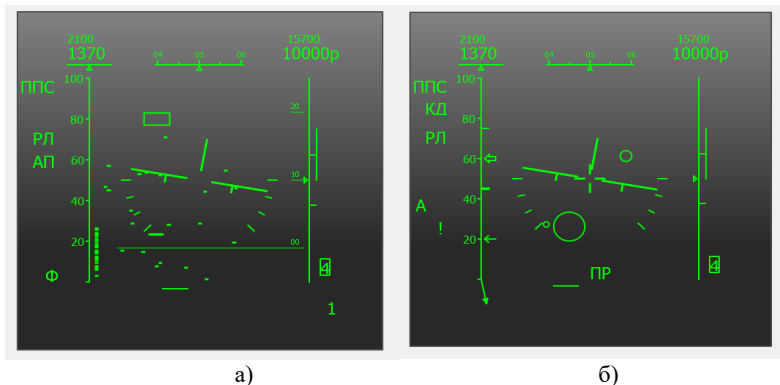


Рисунок 3 – Кадры регистрации ЦСОК УБД самолета МиГ-29
в режимах (а) «Обзор» и (б) «Сопровождение» без наложения
на изображение закабинной обстановки

При этом наличие той или иной информации на экране монитора будет соответствовать режиму работы радиолокационного прицельного комплекса. Ее внешний вид, такой как, например, цвет, положение, размер, вид отображения, и т.д., могут изменяться по желанию оператора и начальных настройках программного обеспечения и не требуют переработки самой аппаратуры регистрации. Дополнительно на экране монитора возможно отображение не только штатной информации, но и дополнительной информации, позволяющей более наглядно оценить обстановку при боевом применении (траектория полета, траектория цели, параметры работы аппаратуры и т.д.).

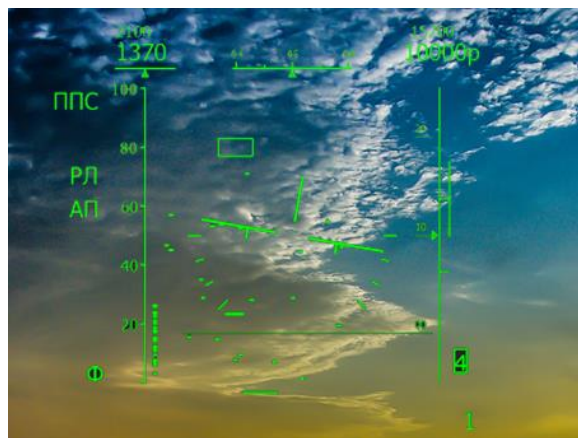


Рисунок 4 – Кадр регистрации ЦСОК УБД самолета МиГ-29 наложенный на
изображение закабинной обстановки



Предложенная аппаратура ЦСОК позволяет существенно повысить объективность оценки действий летчика при выполнении полетного задания и работоспособности прицельных комплексов применения оружия путем регистрации данных, характеризующих качество наведения, состояние аппаратуры и порядок действия экипажа.

Литература

1. Кучерявый, А. А. Бортовые информационные системы: Курс лекций / А. А. Кучерявый; под ред. В. А. Мишина и Г. И. Клюева. – Ульяновск: УлГТУ, 2004.
2. Системы самолета-истребителя типа МиГ-29: Учеб. Пособие/ В.И.Дубинский, Л.М.Кунбутаев, С.П.Пелешанко и др.; Под ред. В.И. Дубинского. – М.: Изд-во МАИ, 1997.
- 3 Модернизация самолета МиГ-29. Система видеорегистрации. (www.558arp.by/ru/products-and-services-rus/modernization-materiel-rus/mig-29-aircraft-rus).

В.В. Макаров, доцент кафедры «Тактика и общевойсковая подготовка» военно-технического факультета,
Белорусский национальный технический университет,
кандидат технических наук, доцент

ПСИХОЛОГИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

В условиях активного развития информационно-коммуникационных технологий защита (засекречивание) информации по-прежнему является актуальной проблемой во многих направлениях науки и техники, не только близких к военно-промышленному комплексу. По данным академиков Мелихова и Третьякова в области неорганической химии засекречивается 50-80 % информации, создаваемой и накапливаемой фундаментальной наукой, и 90-95 % новой информации – в прикладной науке.

По данным исследования, проведенного итальянскими психологами, только 25 % служащих фирмы – действительно надежные люди, еще столько же ожидают удобного случая для разглашения секретов, а 50 % будут действовать в зависимости от обстоятельств [1].

По существующему мнению, вероятность утечки сведений через подкуп и переманивание сотрудников составляет 43 %, через выведывание – 24 %, а утечка 20 % коммерческой информации в 60 % случаев приводит к банкротству [2].

Одновременно следует обратить внимание на тот факт, что с разрушением СССР Россия и страны СНГ превратились в «золотое Эльдorado» для работы всех видов разведок сопредельных стран [3].

При современном уровне развития техники разработка средств защиты или перехвата информации требуют больших затрат. Речь идет о проблеме соотношения цены на информацию и затрат на ее защиту или добытие. При выборе подходящих средств защиты информации необходимо учитывать, что стоимость защиты не должна превышать ценность информации.

В зависимости от носителей информация информационные ресурсы (ИР) делятся на пять основных классов:

- персонал (память людей), обладающий знаниями и квалификацией в различных областях науки и техники;
- документы всех видов, на любых видах носителей, в том числе все виды машиночитаемых носителей, используемых в вычислительной технике и технике средств связи;
- овеественные результаты научной и производственной деятельности людей;
- инструментарий научный, промышленный, исследовательский во всех проявлениях;
- организационные единицы – научные, производственные, управленческие и другие организации, располагающие кадровыми, техническими, производственными, финансовыми и прочими возможностями для решения определенного круга проблем и задач.

Реальное распределение ИР во времени и пространстве таково, что отдельные их виды никогда или, по крайней мере, в имеющееся для решения задач время, не поступают в распоряжение определенных групп людей.



Чтобы компенсировать недостаток информации и минимизировать время на ее получение, используются методы, известные в разведке.

Современный уровень борьбы за обладание ИР приобретает характер информационных войн и имеет своей целью захват и удержание превосходства.

Имеющиеся в настоящее время технологии позволяют, используя весьма условную грань между сознательным и бессознательным, простейшими приемами в процессе общения спровоцировать сотрудника на произвольное разглашение сведений. Для этого используется так называемое «социальное воздействие», предполагающее активные мероприятия по отношению к персоналу организации.

В научной литературе известен термин «социальная инженерия», под которым понимается совокупность подходов прикладных социальных наук, ориентированных на целенаправленное изменение организационных структур и институтов.

Осужденный компьютерный преступник, а после освобождения консультант по безопасности в одной из крупных фирм Кевин Митник популяризовал термин «социальная инженерия», указав, что для злоумышленника гораздо проще хитростью выудить информацию из системы, чем пытаться ее взломать. В своих книгах «Искусство вторжения» и «Искусство обмана» он приводит множество примеров атак в сети и в каждой из них используется тот или иной прием воздействия на персонал.

В докладе вводится термин «социальное проникновение» – совокупность правил, подходов, процедур и практического опыта, направленных на получение несанкционированного доступа к информации или системам ее хранения с использованием технических средств посредством приемов психологического воздействия на персонал.

Угрозы безопасности информации при использовании методов «социального проникновения» могут быть определены типом нарушителя:

- первым типом нарушителя может быть специалист, который работает по заданию, обладает достаточной для проникновения квалификацией, знаком с методиками отбора и подбора кадров, профессионально подготовлен и не имеет мотивацию на подавление или физическое разрушение объекта;
- вторым возможным типом нарушителя следует предполагать специалиста по взаимодействию с сотрудниками вне работы и особенно с уволенными или перешедшими к конкуренту. При этом собирается информация по особенностям работы системы защиты информации в организации, а также сведения о сотрудниках с целью подготовки психологического воздействия;
- третьим типом нарушителя может являться специалист по организации дистанционного воздействия на персонал на рабочих местах методами технотронного воздействия.

К уязвимым местам в организации в данном случае необходимо отнести персонал организации. Именно он обладает знаниями и квалификацией работы в атакуемом объекте информатизации и его можно склонить к сотрудничеству убеждением, угрозами, шантажом, подкупом и другими воздействиями.

Реализация такого рода атаки предполагает:

- внедрение агента;
- воздействие на персонал;
- постоянное наблюдение за персоналом в организации и дистанционное воздействие на него.

Постоянный контроль за персоналом в организации и дистанционное воздействие на него складывается из внешнего и внутреннего наблюдения. К ним можно отнести прослушивание разговоров в помещении с использованием направленных микрофонов, установку в непосредственной близости от мест отдыха маломощных микрофонов-передатчиков и многие другие известные устройства. Они же могут быть установлены и внутри помещения.

Существующие технотронные методики предполагают следующее воздействие на персонал:

- подпороговое аудиовизуальное раздражение;
- электрошок;
- ультразвук;
- инфразвук;
- сверхвысокочастотное излучение.

Для анализа обстановки и принятия мер противодействия в рабочих помещениях необходимо устанавливать приемники опасных излучений и измерители их уровня.

Внедрение агента происходит, как правило, поступлением на работу в организацию. Поэтому необходимо при принятии на работу использовать существующие методики по подбору и отбору кадров, имеющие высокую надежность и широкий спектр применения. Здесь необходимо отметить, что в последнее время эти методики дополнены различного рода новшествами, так как злоумышленник также знает эти методики.

Человек достаточно правдивое существо. Если он говорит о чем-то, чего не было, то должен составить модель не существовавшего события или действия. На психическом уровне возникает рассогласование между тем, что было и той моделью, которую говорящий описывает. Рассогласование компенсируется за счет реакции мышечной системы, у говорящего меняется голос, мимика, движение глаз и рук, температура тела. Поэтому при беседе с претендентом необходимо производить запись видеокамерами, тепловизором, снимать спектрограмму голоса, вести слежение за движением глаз, рук, мышц лица.

Важное место среди задач современной психологии занимает психодиагностика – наука и практика постановки психологического диагноза, на основании которого происходит принятие решения о психологическом состоянии человека в целом или по отношению к какому-либо отдельно взятому человеческому существу.

Целью психодиагностики по современным понятиям является описание индивидуально-психологических особенностей, свойств личности в интересах теории и практики.

Методологической основой психодиагностики является психометрика – наука об измерении индивидуально-психологических различий. Психометрика разрабатывает технологию создания конкретных психодиагностических методик – тестов, и определяет необходимые требования к ним (валидность, надежность, достоверность) [4].

Тестирование – исследование определенных психологических качеств и свойств личности путем использования психологических тестов. Тест – стандартизированное задание, по результатам выполнения которого судят о психофизиологических и личностных характеристиках, знаниях, умениях и навыках



испытуемого. Качество теста обеспечивается многоступенчатой процедурой проверки и стандартизации его шкал.

Тесты по форме могут быть устные и письменные, индивидуальные и групповые, аппаратные и бланковые, компьютерные, вербальные и невербальные, проективные; по содержанию – изучающие способности, отдельные характеристики и состояния личности.

Перспективным направлением в построении психодиагностических методик в настоящее время считается использование аппарата теории распознавания образов.

Комплексное использование бланкового, компьютерного, проективного тестирования позволяет выявить ложь в ответах при собеседовании и принять решение о приеме претендента на работу, выявить с высокой вероятностью злоумышленника.

Поведение прошедшего входные испытания агента также может отличаться от средних характеристик поведения персонала.

Воздействие на персонал как внутри организации, так и вне ее может быть определено по изменению многих характеристик поведения, а поэтому в процессе работы необходимо проводить систематическое сопровождение сотрудника по следующим личностным факторам, которые прогнозируются и являются опасными с точки зрения утечки информации:

- повышенная конфликтность;
- особенности мотивации сотрудника (положительная или отрицательная, внутренняя или внешняя, направленность трудовой деятельности на задачу организации либо на себя);
- предрасположенность к зависимости от стимуляторов;
- повышенная эмоциональность, неадекватные реакции;
- желание выделиться за счет других (карьеризм, эгоизм);
- чрезмерная любовь к вещам, к жизни на широкую ногу;
- повышенная внушаемость.

Все перечисленные личностные факторы диагностируются имеющимися в общем пользовании психологическими методиками в компьютерном и бланковом виде. В этой связи основным направлением исследования должно быть создание совокупности методик, узко направленных на область защиты информации в конкретной организации для контроля состояния сотрудников в зависимости от их времени работы в организации и других факторов, которые могут быть выявлены в процессе исследований.

К актуальным методикам скрытого компьютерного диагностирования следует отнести «компьютерный почерк», который предполагает определение характеристик взаимодействия сотрудника с машинным комплексом. При этом учитывается не только его работа на клавиатуре, но и характеристики обращения к серверу, принтеру, сканеру, другим периферийным устройствам, Интернету, тематика запросов, их соответствие заданию на работу и другие аспекты. Сетевые программы тестирования сотрудников в открытом режиме возможны при использовании общеизвестных компьютерных игр с последующим анализом действий сотрудника.

В зависимости от целей противника способы проникновения в организацию и воздействия на персонал как на работе, так и вне ее, могут меняться. В любом случае только подготовленный, психологически грамотный персонал может быстрее определить начало атаки и оповестить службу безопасности.

Наиболее распространенным и эффективным способом реализации этого направления является психологический тренинг.

Тренинг – это особый метод получения знаний, который отличается от своих аналогов тем, что все его участники учатся на собственном опыте настоящего момента. Это специально созданная благоприятная среда, где каждый может с легкостью и удовольствием увидеть и осознать свои плюсы и минусы, достижения и поражения. Помощь и внимание окружающих помогают быстрее понять, какие личностные качества необходимы и какие профессиональные навыки надо развивать. Благодаря тому что ситуация тренинга учебная, ни один из участников не рискует уже сложившимися отношениями и взглядами, а приобретает и использует новый опыт. На стадии урока любой навык или качество моделируются на конкретных шагах и немедленно анализируются и проверяются в учебной обстановке, максимально приближенной к действительности.

Цель тренинга – достижение разнообразных изменений психологических, социально-психологических и других характеристик человека, группы и организации. Широкое применение тренинга в обучении и развитии персонала объясняется растущей потребностью в прикладном применении психологических знаний, практической реализации средств и методов психического развития человека. Достижение требуемого результата могут обеспечить алгоритмизированные тренинговые программы, разрабатываемые применительно к особенностям деятельности организации и различных уровней управления и обеспечивающие системность психологических знаний и навыков.

Имеющиеся сейчас методики и технологии позволяют с высоким уровнем эффективности решать следующие задачи в рамках защиты информации:

- проводить отбор специалистов по заданным требованиям как индивидуально, так и на конкурсной основе, как в дополнение к существующей структуре так и для вновь создаваемой или изменившей свой профиль деятельности;
- осуществлять постоянное сопровождение персонала по вопросам предотвращения конфликтных ситуаций, создания атмосферы доверия и взаимопонимания в коллективе, профилактики возможных угроз персоналу в виде шантажа, возбуждения жажды наживы, внедрения заведомо проигрышных планов и проектов и т. д.;
- ознакомление персонала с приемами и способами получения закрытой информации в прямых контактах как с использованием приемов нейролингвистического программирования, так и других технологий;
- организация тренингов по целому ряду вопросов в зависимости от профиля предприятия (структуры), а также психотерапевтические мероприятия в индивидуальном и групповом масштабе.

При решении задачи защиты информации необходимо учитывать и технические и психологические грани этой проблемы. Комплексный учёт факторов защиты может обеспечить решение проблемы, используя не только технические пути. Психологические приёмы используются раньше, чем возникла сама проблема, а потому более надёжны. Учёт технических аспектов более прост для понимания. Комплексный путь решения задачи даст несомненные результаты.



Литература

1. Основы инженерной психологии. Учебник для вузов / Под ред. Б.Ф. Ломова // М.: Высшая школа, 1986. – 439 с.
2. Столяров Николай Владимирович. «Зарубежный опыт защиты информации в процессе организации работы с кадрами (на примере США)» 2002 год. Режим доступа: <http://www.sec4all.net/usa-infoprot.html>.
3. Вереvченко, А. П. О доступности информационных ресурсов (часть 2). 2010 г. Режим доступа: <http://it2b.ru/blog/arhiv/208.html>.
4. Гребень, Н.Ф. Психологические тесты / Н.Ф. Гребень. – Минск: Современная школа, 2007.

В.М. Морозов, старший научный сотрудник НИЛ
кафедры авиационных радиоэлектронных систем авиационного
факультета учреждения образования «Военная академия
Республики Беларусь»

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕНАЦЕЛИВАНИЯ МАТРИЧНОГО ТЕПЛОВОГО КООРДИНАТОРА ПЗРК ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЛОЖНЫХ ТЕПЛОВЫХ ЦЕЛЕЙ

Ложные тепловые (ЛТЦ) цели с успехом используются для защиты воздушных судов от ракет переносных зенитных ракетных комплексов. Отстрел ЛТЦ – самый дешевый и в тоже время эффективный способ защиты воздушных судов в такой ситуации.

Необходимым условием перенацеливания угломера ракеты ПЗРК на ЛТЦ является нахождение ЛТЦ в поле зрения оптического координатора. При этом следует учитывать, что время и температура горения ЛТЦ значительно отличаются от времени и температуры горения сопла двигателя.

В современных ПЗРК широкое распространение получили угломеры с матричными фотоприемными устройствами (ФПУ), в которых отсутствует модуляция принимаемого сигнала. Они отличаются широким полем обзора, что позволяет применить на начальном этапе полета инерциальную систему управления и существенно повысить помехозащищенность комбинированной системы управления при применении ЛТЦ и станций оптико-электронного подавления. Кроме того, непосредственно в оптических головках самонаведения с матричными ФПУ возможно применение комбинированных схем селекции целей по амплитудным, спектральным, траекторным и пространственным признакам.

При построении математической модели процесса наведения электронный тракт матричного координатора представляется в виде совокупности отдельных функциональных звеньев, основными из которых являются оптическая система, анализатор изображения и ФПУ [1].

Для точечного источника оптическая система формирует на плоскости анализатора изображения область, называемую функцией рассеяния точки, которая определяет разрешающую способность оптической системы – минимальное расстояние между двумя точечными объектами, когда они различаются отдельно. Наиболее часто функция рассеяния точки аппроксимируется функцией Гаусса [2]:

$$g(x, y) = Ae^{-\frac{x^2 + y^2}{c^2}},$$

где x, y – координаты точки в фокальной плоскости;

A, e – константы.

Для площадных объектов для вычисления сигнала на выходе оптической системы используется двумерный интеграл свертки [2]

$$B(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B_0(x', y') g(x, y, x', y') dx' dy',$$

где $B_0(x', y')$ – распределение яркости объекта на входе оптической системы, с учетом масштабного преобразования.



При моделировании процесса наведения матричного координатора цель как правило представляется площадным излучателем, а ЛТЦ – точечным.

В различных тактических ситуациях цель и ЛТЦ наблюдаются в плоскости оптической системы координатора с разных ракурсов. Наибольший интерес представляет одновременное попадание цели и ЛТЦ в поле зрения координатора. После преобразования оптической системой суммарное изображение цели и ЛТЦ $B_{\Sigma}(x,y)$ попадает на матрицу фотоприемников, где разбивается на элементарные изображения – пиксели (рисунок 1).

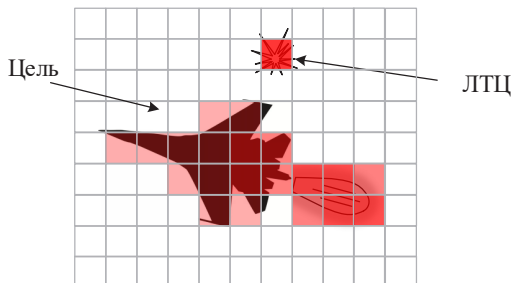


Рисунок 1 – Изображение цели и ЛТЦ в матричном фотоприемнике

Напряжение на выходе каждого элемента ФПУ пропорционально яркости изображения в этой точке. Полученный сигнал сохраняется в виде цифрового изображения и подвергается обработке в каждом кадре. Целью обработки является фильтрация изображения, улучшающая качество обнаружения объектов или измерения и слежения за ними. Результатом является решение о наличии или отсутствии цели и значения координат цели в картинной плоскости.

В простейшем случае принимается решение о наличии цели в элементе изображения с максимальным уровнем яркости [3], если обеспечивается выполнение критерия обнаружения Неймана – Пирсона.

Литература

1. Торшина И.П. Компьютерное моделирование оптико-электронных систем первичной обработки информации. –М.: Университетская книга; Логос, 2009. – 248 с.
2. Астапов Ю.М., Васильев Д.В., Заложнев Ю.И. Теория оптико-электронных следящих систем. –М.: Наука. Гл. ред. физ. мат. лит., 1988. – 328 с.
3. Мирошников М.М. Теоретические основы оптико-электронных приборов. Учебное пособие для вузов. –Л.:Машиностроение, 1977. – 600 с.



4. Антенны и устройства СВЧ, распространение радиоволн



В.В. Кеда, младший научный сотрудник ТО-4 ОАО «КБ Радар» –
управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,
аспирант кафедры информационных радиотехнологий БГУИР;

ЛИНЕЙНАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА РАМОЧНЫХ ИЗЛУЧАТЕЛЕЙ С ПЕРЕКЛЮЧАЕМОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

Введение

Использование управляемой поляризации в радиотехнических системах значительно расширяет их возможности и помехозащищенность [1]. Для излучения и приема волн с управляемой поляризацией, нашли применение антенны в виде перпендикулярно расположенных вибраторов [2] с развязанными входами. Вместе с тем, рамочные антенны по сравнению с вибраторными более широкополосны, обладают более высоким КНД и меньшими размерами. Применение рамочных антенн с управляемой поляризацией в литературе почти не рассмотрено. Настоящая статья является продолжением работ [3-6]. В работе рассмотрена возможность применения рассмотренного ранее [6] излучателя в составе антенных решеток.

Для исследования характеристик антенны использованы три программы численного моделирования: CST MICROWAVE STUDIO, MMANA-GAL и разработанная программа. Разработанная программа построена на основе математической модели, использующей уравнение Поклингтона для тока в тонких проводниках [7]. Интегральное уравнение решается методом Галеркина при использовании импульсных функций в качестве базисных и весовых. Аналогичная математическая модель использована в более ранних исследованиях [3-6], где показала хорошее совпадение расчетных результатов с экспериментальными данными. В программе CST были использованы два метода численного моделирования: метод конечных разностей в частотной области и метод интегральных уравнений. Использование нескольких программ и методов численного моделирования позволило верифицировать результаты, полученные в работе [6], а также получить более достоверные результаты при моделировании антенной решетки.

Моделирование излучателя

Конструкция антенны показана на рисунках 1, 2. Антенна состоит из активной рамки, рефлектора, согласующей рамки и согласующих элементов. Управление поляризацией осуществляется переключением входов 1-4 (рисунок 3а,б) На рисунке 4 показана схема переключателя поляризации, выполненного на pin-диодах. Управление коммутатором осуществляется путем подачи постоянного положительного или отрицательного (в зависимости от требуемой поляризации) напряжения на фидер антенны. Положительным напряжением, поданным на центральную жилу кабеля, включается горизонтальная поляризация, отрицательным – вертикальная. Конденсаторы C1 и C2 служат для развязки входов антенны 1-4, оплетки и центральной жилы кабеля по постоянному току, дроссель Dp1 – для развязки по переменному току.

Ввиду симметрии антенны, характеристики антенны при возбуждении вертикальной и горизонтальной поляризации совпадают, отличие заключается в том,

что при смене поляризации плоскости Е и Н меняются местами. Исходя из сказанного, результаты моделирования излучателя решетки приводятся только для случая возбуждения поля с горизонтальной поляризацией (рисунок 3а).

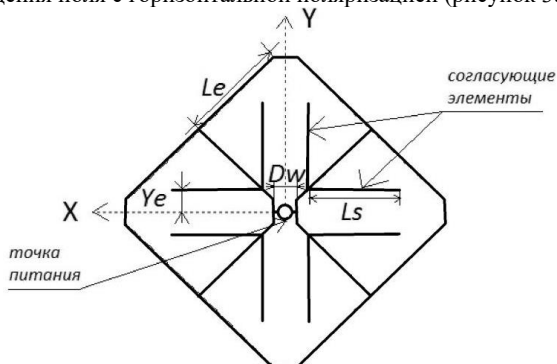


Рисунок 1- Конструкция активной рамки

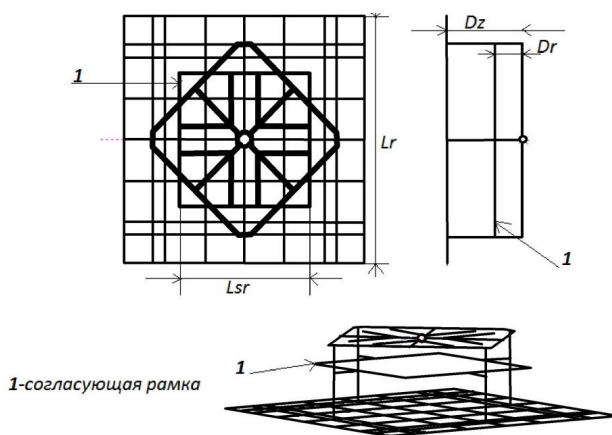


Рисунок 2 - Конструкция антенны

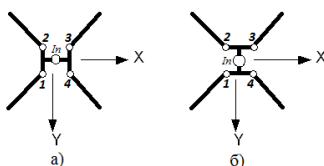


Рисунок 3- Схемы возбуждения антенны для получения различной поляризации:

а – линейная горизонтальная, б – линейная вертикальная

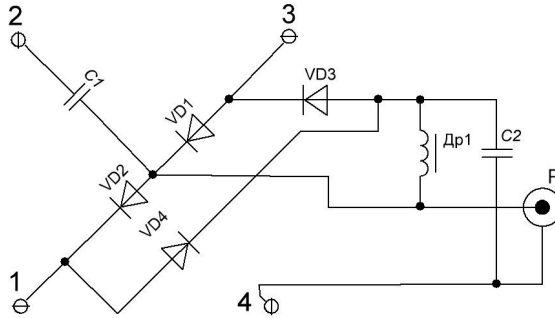


Рисунок 4 - Переключатель поляризации на рin-диодах

(Питание подается по центральной жиле кабеля, положительным напряжением поданным на центральную жилу кабеля включается горизонтальная поляризация, отрицательным – вертикальная.)

С целью уточнения размеров излучателя, полученных в работе [6], проведена дополнительная оптимизация геометрических параметров антенны по максимуму полосы частот, в которой обеспечивается $KCB < 2$. Для этого использовано три программы: разработанная программа, CST MICROWAVE STUDIO и MMANA-GAL. Оптимизация проводилась для средней частоты 600 МГц. В ходе оптимизации получены следующие размеры: $L_e = 94$ мм, $D_w = 21$ мм, $L_s = 82$ мм, $Y_e = 19$ мм, $D_z = 100$ мм, $D_r = 6$ мм, $L_r = 375$ мм, $L_{sr} = 204$ мм, диаметр проводников 4.6 мм. Различие новых результатов с приведенными в работе [6] в значении параметра L_e , который стал на 1 мм меньше. На рисунках 5,6 приведены зависимости KCB от частоты, полученные в трех программах численного моделирования. Зависимости на рисунке 5 получены в программе CST, зависимость на рисунке 5,а получена методом конечных разностей в частотной области (Frequency Domain Solver), на рисунке 5,б – методом интегральных уравнений. В первом случае проводники антенны моделируются в виде цилиндров, во втором случае использовано тонкопроволочное приближение. В обоих случаях рефлектор моделируется в виде бесконечно тонкой проводящей пластины. На рисунке 6,а показана зависимость KCB от частоты, полученная в разработанной программе, на рисунке 6,б – полученная в программе MMANA, обе программы используют тонкопроволочную модель рамки и рефлектора. Из результатов моделирования видно, что ширина полосы частот, в которой обеспечивается $KCB < 2$, полученная тремя программами практически совпадает. Полоса частот, полученная методом интегральных уравнений одинакова во всех программах, и сдвинута относительно полосы частот, полученной методом конечных разностей на 20 МГц, что соответствует заданному при моделировании шагу по частоте и сопоставимо с погрешностью эксперимента. На рисунках 7,8 приведены зависимости входного сопротивления от частоты, полученные в программе CST с использованием метода конечных разностей в частотной области и в разработанной программе. Зависимости входного сопротивления, рассчитанные методом моментов в программах CST и MMANA-GAL практически совпадают с приведенными на рисунке 8. На рисунках 9–11 приведены диаграммы направленности ДН антенны в главных плоскостях на частотах 480, 600 и 720 МГц, полученные в разработанной программе. Результаты

расчета ДН, полученные в программах CST и MMANA-GAL совпадают с полученными в разработанной программе. Было также проведено моделирование излучателя в CST методом конечных разностей во временной области, однако, из-за существенного отличия результатов от полученных с помощью других методов, от его использования пришлось отказаться.

Из приведенных результатов видно, что, относительная полоса частот антенны по уровню $K_{CB} < 2$, рассчитанная двумя методами в трех программах, составляет 40 %, что совпадает с результатом, полученным в работе [6].

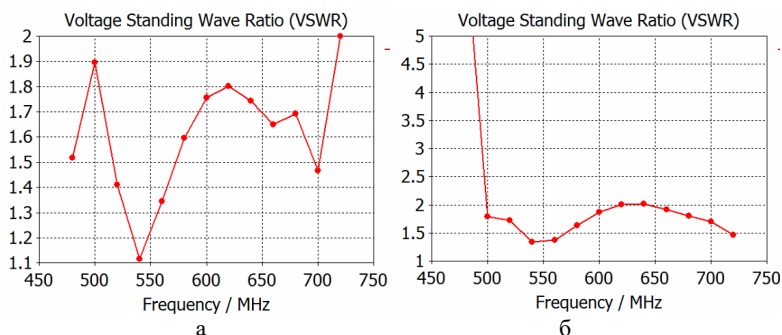


Рисунок 5 – Зависимости КСВ от частоты, полученные в CST методом конечных разностей в частотной области (а) и методом интегральных уравнений (б)

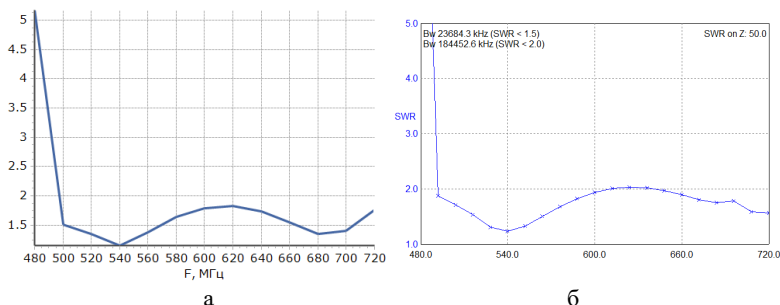


Рисунок 6 – Зависимость КСВ от частоты, полученная в разработанной программе (а) и программе MMANA-GAL (б)

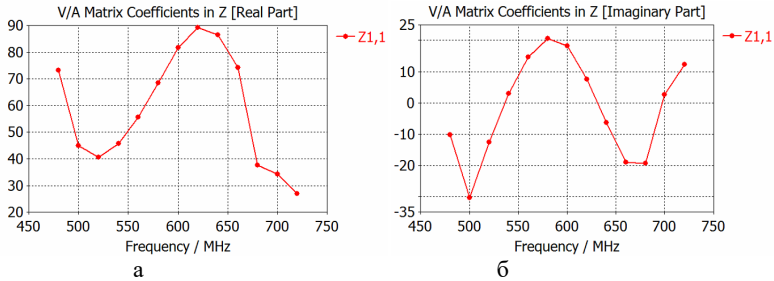


Рисунок 7 – Зависимость входного сопротивления (а – активная часть, б – реактивная) от частоты, полученная в программе CST методом конечных разностей в частотной области

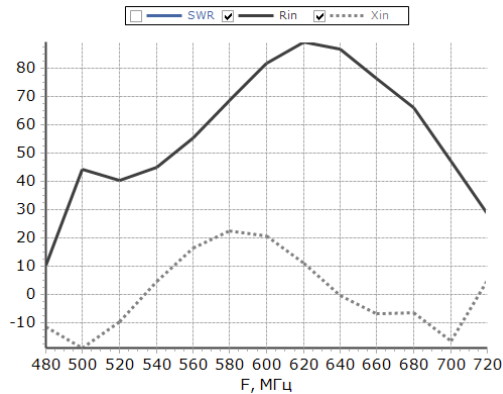


Рисунок 8 – Зависимость входного сопротивления от частоты, полученная в разработанной программе методом интегральных уравнений

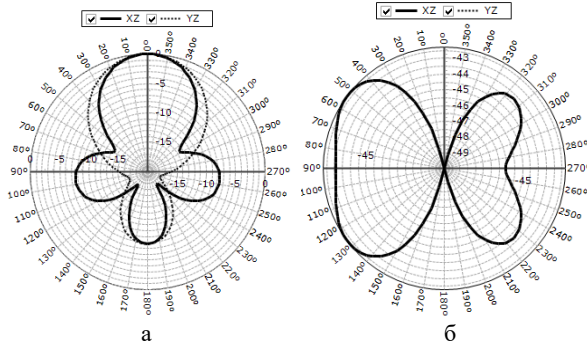


Рисунок 9 – ДН по основной (а) и ортогональной (б) поляризации для частоты 480 МГц

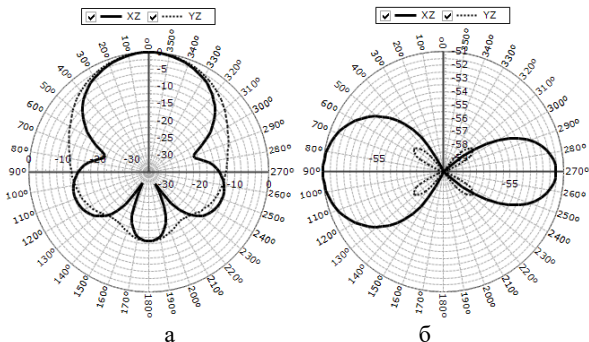


Рисунок 10 – ДН по основной (а) и ортогональной (б) поляризации для частоты 600 МГц

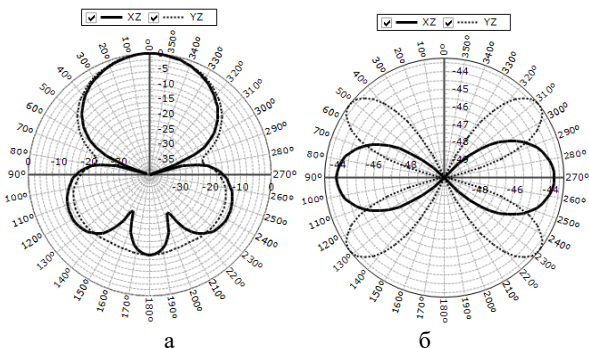


Рисунок 11 – ДН по основной (а) и ортогональной (б) поляризации для частоты 720 МГц

Моделирование антенной решетки

Для оценки взаимного влияния излучателей рассматриваемой конструкции в составе антенной решетки, проведено моделирование линейной антенной решетки с равномерным амплитудно-фазовым распределением, состоящей из 10-ти излучателей расположенных с шагом 375 мм вдоль оси X. Расчет антенной решетки производился в программе CST методом конечных разностей в частотной области и методом интегральных уравнений.

На рисунках 12-17 приведены зависимости входного сопротивления и КСВ от частоты для излучателей с номерами 1, 2 и 5 в режимах излучения горизонтальной и вертикальной поляризации. Нумерация излучателей ведется от края решетки, характеристики излучателей с номерами 3 и 4 практически совпадают с характеристиками 2-го и 5-го излучателя. Зависимости получены с помощью CST методом конечных разностей в частотной области. Вначале в CST рассчитывалась матрица S-параметров, далее на основе полученных в CST результатов, с помощью, разработанной для этих целей программы, производился расчет входного сопротивления и КСВ в решетке при заданном амплитудно-фазовом распределении.



Аналогичные приведенным на рисунках 12-17 характеристики были получены при использовании в CST метода интегральных уравнений, основное отличие заключается в том, что, как и в случае с одиночным излучателем, характеристики оказываются сдвинуты вверх по частоте на величину сопоставимую с заданным шагом по частоте, ширина рабочего диапазона и форма зависимостей входного сопротивления от частоты практически совпали

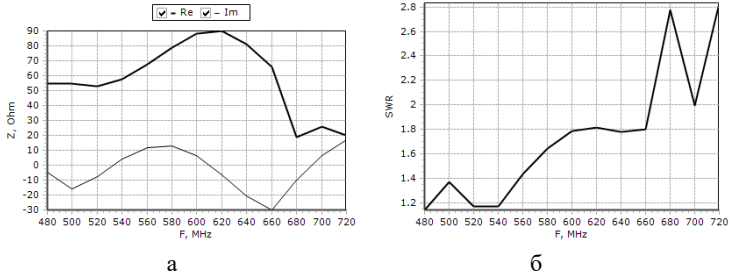


Рисунок 12 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 1-го излучателя решетки при возбуждении горизонтальной поляризации

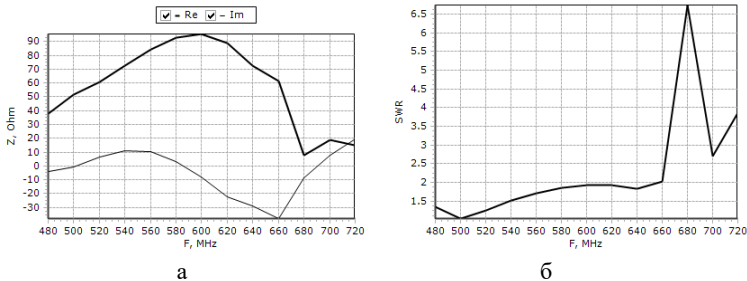


Рисунок 13 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 2-го излучателя решетки при возбуждении горизонтальной поляризации

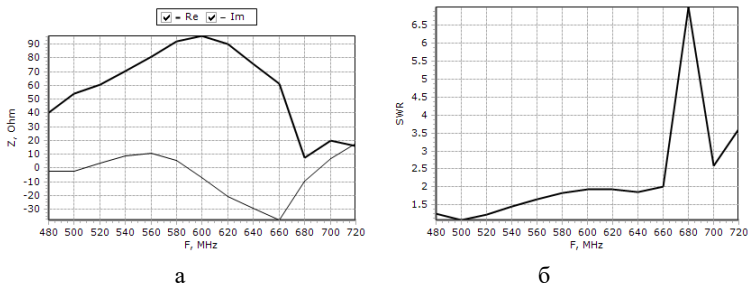
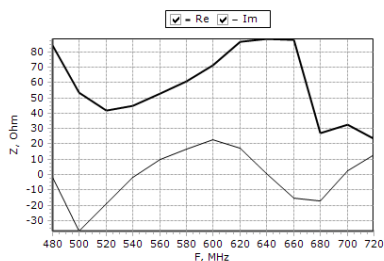
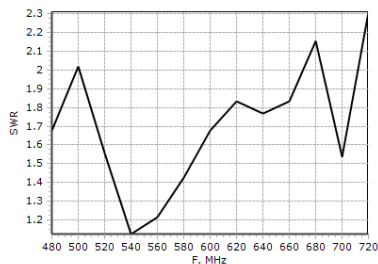


Рисунок 14 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 5-го излучателя решетки при возбуждении горизонтальной поляризации

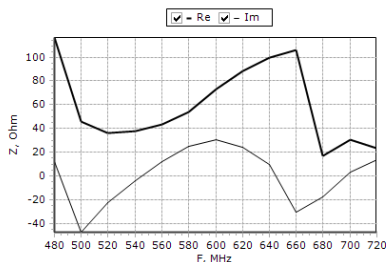


а

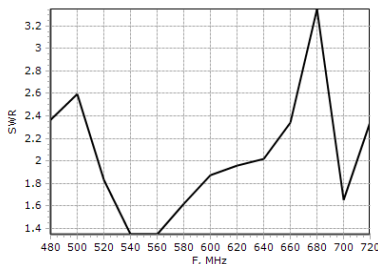


б

Рисунок 15 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 1-го излучателя решетки при возбуждении вертикальной поляризации

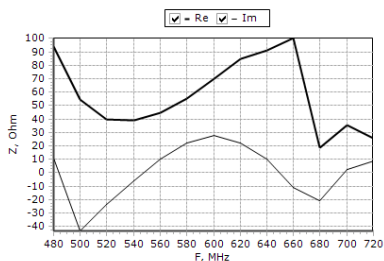


а

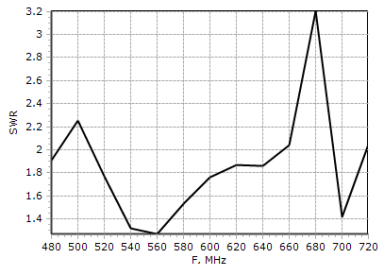


б

Рисунок 16 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 2-го излучателя решетки при возбуждении вертикальной поляризации



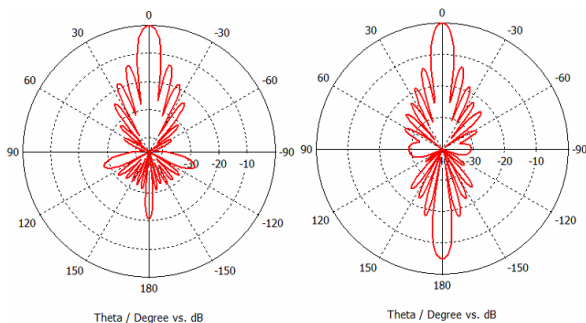
а



б

Рисунок 17 – Зависимость входного сопротивления (а) и КСВ (б) от частоты для 5-го излучателя решетки при возбуждении вертикальной поляризации

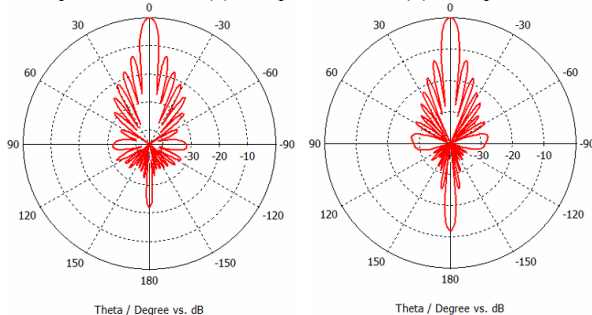
На рисунках 18-20 приведены ДН по основной поляризации решетки в режиме излучения горизонтальной и вертикальной поляризации, рассчитанные для частот 480, 600 и 720 МГц. Уровень кросс-поляризации антенной решетки практически совпадает с соответствующим уровнем у одиночного излучателя.



а

б

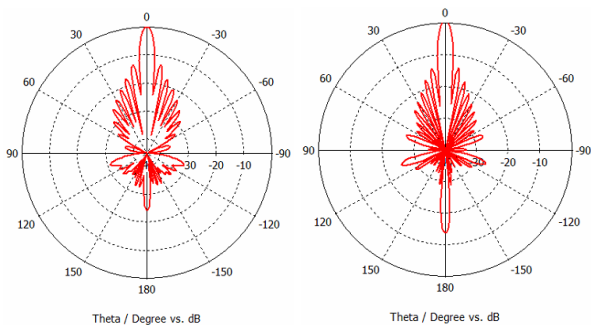
Рисунок 18 – ДН решетки на частоте 480 МГц для случая возбуждения горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации



а

б

Рисунок 19 – ДН решетки на частоте 600 МГц для случая возбуждения горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации



а

б

Рисунок 20 – ДН решетки на частоте 720 МГц для случая возбуждения горизонтальной (а) и вертикальной (б) поляризации

Из результатов моделирования видно, что при использовании описываемого излучателя в составе антенной решетки наблюдается заметное ухудшение диапазонных свойств излучателя. Для приведенного выше примера относительная полоса частот, в которой обеспечивается $K_{CB} < 2$, для всех излучателей и 2-х поляризаций составила 20%, что в два раза меньше чем в одиночном излучателе. Вместе с тем, этот результат получен при использовании в составе решетки излучателя, оптимизированного без учета взаимодействия с соседними излучателями, в случае если оптимизировать размеры излучателя с учетом взаимного влияния можно рассчитывать на некоторое улучшение полученных результатов. Из рис.18-20 видно, что при переключении поляризации с горизонтальной на вертикальную, наблюдается заметный рост заднего лепестка ДН. Этот эффект может быть скомпенсирован увеличением размера рефлектора в вертикальной плоскости.

Заключение

Исследование показало возможность применения разработанного излучателя в составе антенных решеток с переключаемой поляризацией, работающих в относительной полосе частот по уровню $K_{CB} < 2$, равной 20%. Проверена возможность применения различных программ и методов расчета при разработке антенн описанной конструкции. Приведены рекомендации, позволяющие улучшить полученные характеристики решетки. Приведенные в работе результаты могут быть использованы при разработке широкополосных антенных решеток с переключаемой поляризацией.

Литература

1. Канарейкин, Д.Б. Поляризация радиолокационных сигналов/ Д.Б. Канарейкин, Н.Ф. Павлов, В.А. Потехин. – М.: –Сов. радио. –1966. –439 с.
2. Mailloux Robert J. Phased Array Antenna Handbook/ Robert J. Mailloux. – Artech house. – 2005. P.515.
3. Юрцев О.А., Бобков Ю.Ю., Кеда В.В. Новая модификация рамочной антенны// Доклады БГУИР. - 2015, - №.6, - С. 30-35.
4. Кеда, В.В. Рамочная антенна с переключаемой поляризацией/ В.В.Кеда, Ю.Ю.Бобков, О.А.Юрцев // Физика и технические приложения волновых процессов: материалы XIII междунар. науч.-техн. конф., Казань, 21–25 сентября 2015 г. / Под общей редакцией В.А.Неганова и Г.А.Морозова.– Казань: ООО «Новое знание». – С.60
5. Кеда, В.В. Двухвходные рамочные антенны с низким уровнем поля с ортогональной поляризацией/ В.В. Кеда, И.С. Садовский, О.А. Юрцев// Радиолокация навигация связь: материалы XXI междунар. науч.-техн. конф., Воронеж, 19-21 апреля 2016 г.
6. Кеда, В.В. Новая конструкция рамочной антенны / В.В. Кеда // IV Всероссийская Микроволновая конференция: материалы конф., Москва, 23-25 ноября 2016 г.–С.54–58.
7. Вычислительные методы в электродинамике// Под ред. Р. Митры. М. 1977. – С. 494.



М.М.Касперович, В.А.Кондратёнок,
учреждение образования
Военная академия Республики Беларусь

ПРИМЕНЕНИЕ RINEX-ФАЙЛОВ ДЛЯ ВЕРИФИКАЦИИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ВОЛНЫ С ПЛАЗМОЙ ИОНОСФЕРЫ ЗЕМЛИ

В целях верификации математической модели искажений линейно частотно-манипулированных (ЛЧМ) сверхширокополосных (СШП) сигналов X-диапазона в плазме ионосферы Земли, которая описана в [1], был проведен полунатурный эксперимент.

Математическая модель рассчитывает задержку каждой частотной составляющей ЛЧМ сигнала при прохождении через ионосферу с учетом изменения скорости распространения электромагнитной волны (ЭМВ), искривления поверхности Земли и слоев ионосферы, а также рефракции. Для верификации описанной модели [1] сравнивались запаздывания сигналов GPS, которые прошли через ионосферу, с запаздыванием сигналов на частотах GPS, которые были рассчитаны с помощью математической модели искажений. При этом состояние ионосферы и угол прохождения ЭМВ через нее, заданные в модели, соответствовали реальным, на момент измерения параметров GPS сигналов. Вся необходимая информация бралась из RINEX-файлов, которые, в свою очередь, являются продуктом приема и обработки реальных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) GPS. Это объясняется тем, что все измерения для RINEX-файлов производятся высококачественной навигационной аппаратурой потребителя (НАП), а приобретение подобной аппаратуры для проведения эксперимента нецелесообразно из-за высокой ее стоимости.

```
2.10 N: GPS NAV DATA RINEX VERSION / TYPE
teqc 2015Apr16 UNAVCO Archive Ops 20150526 02:13:44UTC PGM / RUN BY / DATE
16 LEAP SECONDS
Solaris x86 5.10|AMD64|cc SC5.8 -xarch=amd64|=+=|+= COMMENT
1.0245D-08 2.2352D-08 -5.9605D-08 -1.1921D-07 ION ALPHA
9.6256D+04 1.3107D+05 -6.5536D+04 -5.8982D+05 ION BETA
1.862645149231D-09-6.217248937901D-15 319488 1846 DELTA-UTC: A0,A1,T,W
END OF HEADER
15 15 5 25 2 0 0.0 -2.511241473258D-04-2.160049916711D-12 0.000000000000D+00
9.600000000000D+01 1.756250000000D+01 5.219503127542D-09-2.424031986708D+00
9.089708328247D-07 7.138404180296D-03 6.105750799179D-06 5.153640756607D+03
9.360000000000D+04-1.862645149231D-09 1.141720136884D-01-3.725290298462D-08
9.336828212372D-01 2.484687500000D+02 3.918303102423D-01-8.354990876049D-09
-1.360770967287D-10 1.000000000000D+00 1.846000000000D+03 0.000000000000D+00
2.000000000000D+00 0.000000000000D+00-1.071020960808D-08 9.600000000000D+01
8.641800000000D+04 4.000000000000D+00
17 15 5 25 2 0 0.0 -1.727459020913D-04-1.705302565824D-12 0.000000000000D+00
```

Рисунок 1 - Образец навигационного RINEX-файла

Для воссоздания геометрического взаиморасположения НАП и навигационных искусственных спутников Земли (НИСЗ) использовались параметры эфемерид из навигационных RINEX-файлов (рисунок 1 блок 1) и псевдодальности, измеренные по P-коду на частоте L1 (рисунок 2 блок 1), на заданный промежуток времени (рисунок 1,2 блок 2) [2]. Все расчеты координат НИСЗ и НАП производились по

оригинальному описанию GPS NAVSTAR [3]. Достоверность результатов определялась по совпадению расчетных координат НАП с указанными в RINEX-файле наблюдений (рисунок 2 блок 3).

| | | | | | | | | | |
|-----------------------|------------------|----|----|----|----------------------|----------------------|----------------------------------|--------------|--|
| 2.11 | OBSERVATION DATA | | | | G (GPS) | RINEX VERSION / TYPE | | | |
| teqc 2010Oct21 | SOPAC | | | | 20150526 08:01:28UTC | PGM / RUN BY / DATE | | | |
| Yehuda Bock | SOPAC | | | | | OBSERVER / AGENCY | | | |
| 4611206690 | TRIMBLE NETRS | | | | 1.3-0 | REC # / TYPE / VERS | | | |
| CR519991910 | ASH701945B_M | | | | SCIT | ANT # / TYPE | | | |
| CAT2 CAT2 SCGN CS2000 | | | | | | MARKER NAME | | | |
| -2532493.5600 | -4696708.7700 | | | | 3483154.1700 | APPROX POSITION XYZ | | | |
| 0.0083 | 0.0000 | | | | 0.0000 | ANTENNA: DELTA H/E/N | | | |
| 5 | L1 | L2 | C1 | P1 | P2 | # / TYPES OF OBSERV | | | |
| | | | | | | | END OF HEADER | | |
| 15 | 5 | 25 | 2 | 0 | 0.00000000 | 0 | 10G05G06G12G02G24G25G17G10G29G20 | | |
| -9574477.44646 | -5935181.41944 | | | | | | 23888230.665 | 23888234.050 | |
| -19142302.10348 | -13584025.54946 | | | | | | 21671601.000 | 21671606.026 | |
| -24980339.67849 | -18612095.68047 | | | | | | 20710356.236 | 20710365.130 | |
| -25471304.77049 | -16930801.24148 | | | | | | 20406491.141 | 20406502.262 | |
| -19994421.17948 | -15514006.31646 | | | | | | 2197538.966 | 21975443.405 | |
| -13424249.77447 | -6892226.39144 | | | | | | 23388167.040 | 23388172.007 | |
| -1003242.31846 | -646826.38243 | | | | | | 24730892.952 | 24730898.856 | |
| -21836065.43847 | -10312271.89344 | | | | | | 22475203.069 | 22475210.263 | |
| -4971086.18946 | -4061654.13543 | | | | | | 24321846.257 | 24321848.937 | |
| -3676174.32246 | 106936.81943 | | | | | | 24443890.501 | 24443892.361 | |
| 15 | 5 | 25 | 2 | 0 | 1.00000000 | 0 | 10G05G06G12G02G24G25G17G10G29G20 | | |
| -9577716.82846 | -5937705.61544 | | | | | | 23887614.344 | 23887618.138 | |

Рисунок 2 - Образец RINEX-файла наблюдений

Состояние ионосферы главным образом характеризуется концентрацией в ней электронов (ТЕС – количество электронов в столбе единичного сечения), а именно VТЕС – количество электронов в вертикальном столбе единичного сечения.

ТЕС можно определить по кодовым измерениям псевдодальностей по следующей формуле:

$$TEC_p = \frac{1}{40.308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(P_2 - P_1) + \delta P] \quad (1)$$

где f_1, f_2 – частоты GPS сигналов;

P_1, P_2 – псевдодальности измеренные на f_1 и f_2 (рисунок 2 блок 1,4);

δP – ошибка измерения дальности.

Ошибка измерения дальности δP может вносить погрешности в определение величины ТЕС порядка 30–50%, а в некоторых случаях и 100% [4]. Этот факт существенно ограничивает использование кодовых измерений для исследования ионосферы, а в частности определение ТЕС.

Также ТЕС можно определить по фазовым измерениям:

$$TEC_L = \frac{1}{40.308} \frac{f_1^2 f_2^2}{f_1^2 - f_2^2} [(L_1 \lambda_1 - L_2 \lambda_2) + K + \delta L] \quad (2)$$

где L_1, L_2 – число полных циклов изменения фазы, которые измерены НАП на частотах f_1 и f_2 (рисунок 2 блок 5,6);

δL – ошибка измерения фазы;



K – неоднозначность фазовых измерений.

Ошибка измерения фазы составляет доли процентов от общего ТЕС, однако неоднозначность фазовых измерений, которая образуется при захвате фазы приемником и является константой до срыва ее слежения, делает недопустимой применения фазовых измерений по формуле (2).

Для достижения точности фазовых измерений и удаления их неоднозначности, в эксперименте применялся комбинированный способ вычисления ТЕС:

$$TEC_{COMB} = TEC_L + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (TEC_p(n) - TEC_L(n)) \quad (3)$$

где N – число измерений.

Точность комбинированного способа зависит от количества измерений N : с увеличением числа N соотношение сигнал/шум повышается в \sqrt{N} раз. Экспериментально установлено, что минимальная продолжительность ряда измерений для получения необходимой точности измерений составляет 20 [5]. Для наглядной демонстрации преимуществ данного подхода определения ТЕС, на рисунке 3 отображены кодовые (штриховая линия) и комбинированные (сплошная линия) измерения для различных направлений "НАП – НИСЗ".

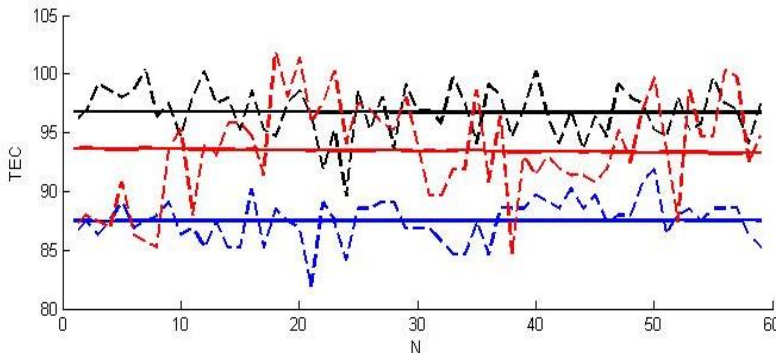


Рисунок 3 - Измерения ТЕС

В данном случае ТЕС рассчитывался вдоль луча "НАП – НИСЗ". Ориентация луча в пространстве задается его углом места θ_s и азимутом α_s . Для определения VTEC необходимо их рассчитать для каждого направления "НАП – НИСЗ". С этой целью вернемся к ранее найденным координатам НИСЗ, НАП и их расположению относительно Земли.

При решении задач позиционирования и ионосферного зондирования применяется несколько систем координат, две основные из которых – геоцентрическая (ГСК) и топоцентрическая (ТСК) [6-8].

За центр ГСК принимается центр масс Земли т.О (рисунок 4а). При этом считается, что Земля имеет форму шара с радиусом R_E . Широко используются сферические (радиус-вектор r' , широта φ , долгота l) и геодезические (широта Φ , долгота Λ , высота H) геоцентрические координаты. Геодезические широта и долгота

совпадают со сферическими. Геодезические координаты определяют положение точки относительно эллипсоида, который более точно характеризует форму Земли.

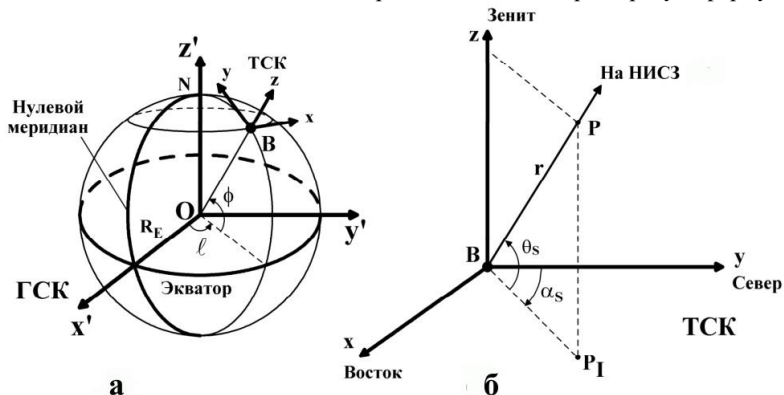


Рисунок 4 - К пояснению систем координат

Центром ТСК т.В (рисунок 4) может служить любая точка на поверхности Земли с известной географической широтой φ_B и долготой l_B . Оси x, y, z направлены, соответственно, на восток, на север, в зенит. Плоскость xBy соответствует плоскости горизонта. Сферические топоцентрические координаты (рисунок 4б) имеют: радиус-вектор r ; угол места θ , который отсчитывается от плоскости xBy ; азимут α , который отсчитывается от плоскости yBz . Переход от геоцентрических $r'(x', y', z')$ к топоцентрическим $r(x, y, z)$ координатам осуществляется с помощью следующих выражений:

$$x = -(x' - x'_B) \sin \ell_B + (y' - y'_B) \cos \ell_B \quad (4.1)$$

$$y = -(x' - x'_B) \cos \ell_B \sin \phi_B - (y' - y'_B) \sin \ell_B \sin \phi_B + (z' - z'_B) \cos \phi_B \quad (4.2)$$

$$z = -(x' - x'_B) \cos \ell_B \cos \phi_B + (y' - y'_B) \sin \ell_B \cos \phi_B + (z' - z'_B) \sin \phi_B \quad (4.3)$$

$$r = \sqrt{-(x' - x'_B)^2 + (y' - y'_B)^2 + (z' - z'_B)^2} \quad (4.4)$$

$$\alpha = \arctan(x/y) \quad (4.5)$$

$$\theta = \arcsin(z/r) \quad (4.6)$$

Угол места θ_s и азимут α_s (рисунок 5), вычисляются в ГСК:

$$\alpha_s = \arccos \left(\frac{\sin \Phi_s - \sin \Phi \cos \Psi_s}{\sin \Psi_s \cos \Phi} \right) \quad (5.1)$$

$$\theta_s = \arctan \left(\frac{\cos \Psi_s - R_E/R_s}{\sin \Psi_s} \right) \quad (5.2)$$

$$\Psi_s = \arccos(\sin \Phi \sin \Phi_s + \cos \Phi \cos \Phi_s \cos(\Lambda_s - \Lambda)) \quad (5.3)$$

где Φ – геодезическая широта приемника ГНСС; Λ – геодезическая долгота приемника ГНСС; Φ_s – геодезическая широта навигационного спутника ГНСС; Λ_s –

геодезическая долгота навигационного спутника ГНСС; R_S – радиус орбиты навигационного спутника ГНСС; R_E – радиус Земли; ψ_S – центральный угол между приемником и навигационным спутником ГНСС (рисунок 5).

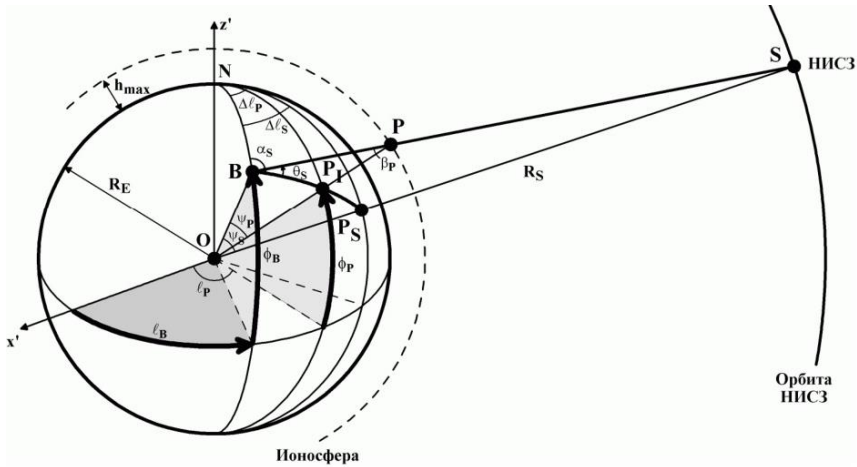


Рисунок 5 - К определению угла места, азимута и ионосферной точки

Интегральный характер ТЕС, в общем случае, делает невозможной ее привязку к конкретной высоте. Однако наибольший вклад в вариации ТЕС вносит область, расположенная вблизи главного максимума ионосферы (максимум слоя F2, высота максимума h_{max}) [8]. В связи с этим в настоящее время принято относить вариации ТЕС, рассчитанные вдоль луча "НАП – НИСЗ", к высоте h_{max} . При этом ионосфера рассматривается, как тонкий слой на данной высоте, а луч "НАП – НИСЗ" пересекает этот слой в точке, которая получила название "ионосферная точка" (т. P на рисунке 5). Т.о. считается, что ТЕС образуется в ионосферной точке на высоте h_{max} . В зависимости от геофизических условий h_{max} варьируется от 250 до 400 км.

Формулы для расчета географической широты ϕ_P и долготы l_P ионосферной точки можно получить из сферического треугольника BNP_1 (рисунок 5) [8]:

$$\phi_P = \arcsin(\sin \phi_B \cos \Psi_P + \cos \phi_B \sin \Psi_P \cos \alpha_S) \quad (6.1)$$

$$l_P = l_B + \arcsin(\sin \Psi_P \sin \alpha_S \sec \phi_P) \quad (6.2)$$

$$\Psi_P = \frac{\pi}{2} - \theta_S - \arcsin\left(\frac{R_E}{R_E - h_{max}} \cos \theta_S\right) \quad (6.3)$$

Проекцию ионосферной точки P на земную поверхность часто называют подионосферной точкой. Как видно из рисунка 5, подионосферная точка P_1 имеет те же географические координаты, что и т. P . Топоцентрические координаты z_P , y_P , x_P

ионосферной точки в ТСК, связанной с местоположением НАП, рассчитываются по формуле (4).

Представленные далее графические материалы соответствуют обработанным RINEX-файлам, которые составлены по измерениям НАП под названием «CAT2_SCGN_CS2000» на 145 день 2015 года по состоянию на 12 часов.

Имея сведения о TEC на каждом направлении "НАП – НИСЗ" и рассчитав углы места θ_s , определяется количество электронов в вертикальном столбе ионосферы во всех подионосферных точках:

$$VTEC = TEC \cdot \sin \theta_s \quad (7)$$

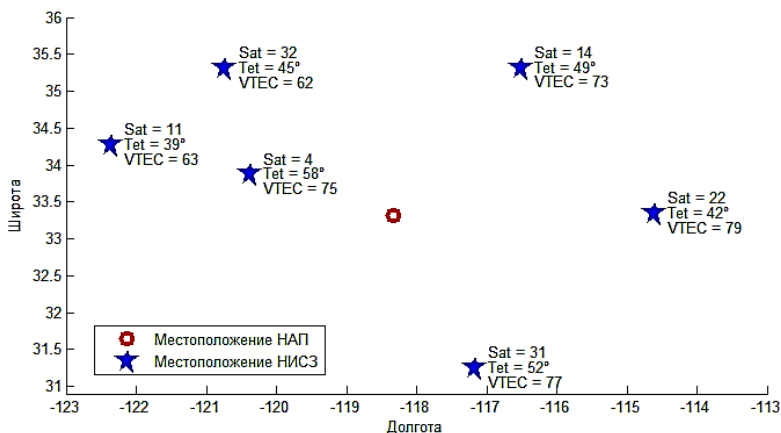


Рисунок 6 - Расположение НАП и НИСЗ

На рисунке 6 представлены все подионосферные точки НИСЗ угол места на которые превышал 10° . Результаты по другим направлениям не рассматривались из-за большой погрешности определения TEC [9]. Комментарий к каждой точке отражает номер НИСЗ GPS, угол места θ_s на него и вертикальную концентрацию электронов.

После моделирования всех трасс распространения сигнала "НИСЗ – НАП", с помощью математической модели искажений [1], рассчитываются псевдодальности для двух частот L1 и L2. Сравнение расчетных данных с полученными на практике производится по разности псевдодальностей P1 и P2 полученных из RINEX-файла и рассчитанных математической моделью (таблица 1.), так как при этом компенсируются задержки сигналов GPS, которые не зависят от частоты: в аппаратуре навигационного спутника и потребителя, тропосфере и т.д.

Как видим относительная погрешность составляет около 10% в зависимости от угла места. Причем, 10% носит характер пьедестала.

В рамках статистического анализа было проведено порядка 85 тысяч опытов. При построении гистограммы приведенной на рисунке 7 объединение производилось с дискретом в 1 градус.



Таблиц 1. Полученные результаты.

| № п/п | № НИСЗ | Угол места, град | ТЕС, 10^6 | Разность псевдодальностей | | Погрешность расчетов, м | Относительная погрешность расчетов, % |
|----------|-----------|------------------------|----------------|------------------------------|--------------------------|----------------------------|---|
| | | | | по RINEX- файлам, м | по математ. модели, м | | |
| 1 | 27 | 59 | 90 | 9.54 | 10.60 | 1.06 | 10.0 |
| 2 | 16 | 62 | 113 | 11.77 | 13.27 | 1.50 | 11.3 |
| 3 | 26 | 40 | 72 | 7.61 | 8.56 | 0.95 | 11.09 |
| 4 | 20 | 21 | 106 | 11.53 | 12.76 | 1.23 | 9.64 |
| 5 | 21 | 50 | 114 | 12.06 | 13.44 | 1.38 | 10.26 |
| 6 | 10 | 35 | 80 | 8.54 | 9.52 | 0.98 | 10.29 |

На данный промежуток приходилось в среднем тысяча опытов. Среднее математическое ожидание ошибки составило 1.2 метра или 10%. При этом доверительный интервал не превышал 10% с доверительной вероятностью 90%.

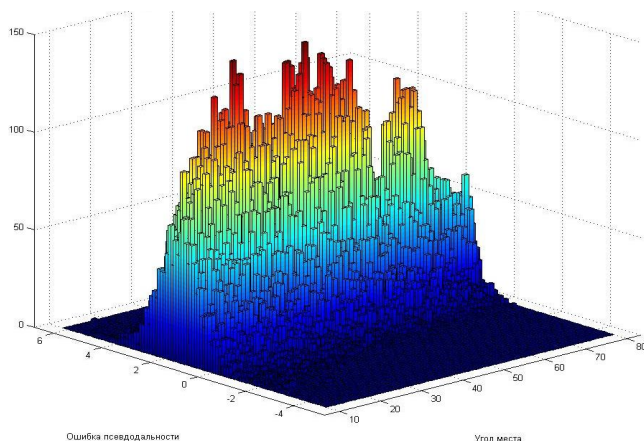


Рисунок 7 - Расположение НАП и НИСЗ

Таким образом применение RINEX-файлов позволило верифицировать математическую модель взаимодействия электромагнитной волны с плазмой ионосферы Земли, что позволит применять результаты, полученные с ее помощью, в дальнейших исследованиях.

Литература

1. Касперович М. М., Кондратёнов В. А. Результаты краткого сравнительного анализа математических моделей влияния ионосферы земли на сверхширокополосные сигналы X-диапазона.// БНТУ “Системный анализ и прикладная информатика” № 1, 2015 с. 47-53.
2. Стандарт RINEX version 2.11.

3. Стандарт GPS NAVSTAR ICD-GPS-200C IRN-200C-004.
4. Куницын В.Е. Радиотомография ионосферы. / В.Е.Куницын, Е.Д.Терещенко, Е.С.Андреева. - М.: Физматлит, 2007. – 255 с.
5. Отклик ионосферы на гелио- и геофизические возмущающие факторы по данным GPS/ Ю.В.Ясюкевич, Н.П.Перевалова, И.К.Едемский, А.С.Полякова. – Иркутск: Изд-во ИГУ, 2013. – 271 с. – (Солнечно-земная физика; вып. 5).
6. Бакулин П.И. Курс общей астрономии / П.И.Бакулин, Э.В.Кононович, В.И.Мороз. – М.: Наука, 1966. – 528 с.
7. Скребушевский Б.С. Формирование орбит космических аппаратов / Б.С. Скребушевский. – М.: Машиностроение, 1990. – 256 с.
8. Котяшкин С.И. Определение ионосферной задержки сигналов в одночастотной аппаратуре потребителей спутниковой системы навигации NAVSTAR / С.И.Котяшкин // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 5. – С. 85 – 95.
9. Афраймович Э.Л. GPS-мониторинг верхней атмосферы Земли / Э.Л.Афраймович, Н.П.Перевалова. – Иркутск: ГУ НЦ РВХ ВСНЦ СО



П.В. Сухачевский, младший научный сотрудник ТО-4 ОАО «КБ Радар» –
управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»,
аспирант кафедры информационных технологий, БГУИР

ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ РАССЕЯНИЯ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА ОТ ОБЪЕКТА РАДИОЛОКАЦИИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОЙ ФОРМЫ

Введение

Приводятся результаты численного анализа изменения спектра и формы огибающей радиосигнала при рассеянии объектом цилиндрической формы. Используется спектральный метод и метод моментов. Сигнал задается радиоимпульсом с огибающей прямоугольной формы. Изменение спектра и формы огибающей широкополосного сигнала при его рассеянии объектом радиолокации может быть использовано для распознавания этого объекта.

Подобная задача в известных работах решается с использованием уравнений Максвелла в пространственно-временной форме записи [1 и др]. При этом используется метод конечных разностей во временной области (КРВО). Задача решается также с использованием интегральных уравнений электродинамики, записанных в пространственно-временной форме [2]. Возбуждающе воздействие задается в виде сверхкороткого видеоимпульса. При таком возбуждении максимум энергии сигнала расположен вблизи нулевой частоты. В диапазоне частот работы реального радиолокатора максимум энергии сигнала расположен на заданной несущей частоте. Поэтому необходимо знать признаки в рассеянном сигнале с заданной несущей частотой.

В настоящем докладе используется метод, описанный в работе [3]. Заданный радиосигнал раскладывается в дискретный ряд Фурье. Определяется отклик объекта радиолокации на каждую гармонику радиосигнала, т.е. спектр рассеянного сигнала. По этому спектру с помощью обратного дискретного преобразования Фурье определяется рассеянный сигнал (его огибающая). Информация о признаках, характерных для конкретного объекта, содержится в спектре рассеянного сигнала и в форме его огибающей. В работе этот метод иллюстрируется на задаче рассеяния широкополосного сигнала цилиндром. Сама по себе эта задача также имеет прикладное значение: многие объекты на баллистической траектории имеют цилиндрическую форму.

Верификация результатов

Используемая система координат представлена на рисунке 1. На рисунке 2 показана тонко-проволочная модель цилиндра, с четырехугольной сеткой разбиения, расположенная вдоль оси X.

Модель создана в среде с открытым кодом GMSH и экспортирована в программу CSC, разработанную автором доклада на основе алгоритмов, описанных в [3]. Длина рассматриваемых в работе цилиндров 2м и 4м, радиус 0.125м. Падающая волна распространяется в плоскости XY, вектор поляризации лежит в плоскости XY. Угол $\Theta=90$, $\Phi=[0-180]$.

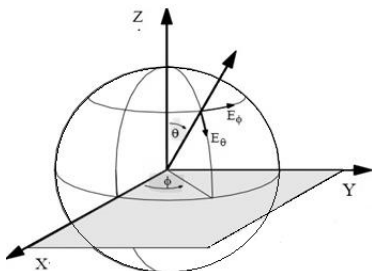


Рисунок 1 – Используемая система координат

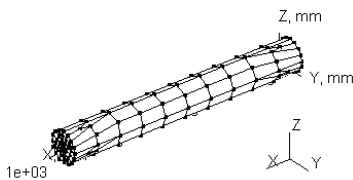


Рисунок 2 – Тонко-проволочная модель цилиндра

Рассматривается однопозиционная радиолокация. В качестве огибающей радиосигнала использован прямоугольный импульс длительностью T_0 , несущая частотой f_0 . В радиолокации перспективным является использование импульсов, длительностью порядка нескольких наносекунд [4]. В статье рассматриваются радиоимпульсы длительностью 10-12нс. Полоса частот для анализа рассеянного поля $f_{\min}=100$ МГц, $f_{\max}=300$ МГц.

Результаты расчета эффективной площади рассеяния (ЭПР), цилиндра, длиной 2м, полученные в программе CSC (а) и коммерческой программе электродинамического моделирования FEKO (использовался метод расчета MOM) (б) представлены на рисунках 3, 4. Как видно, результаты расчета отличаются менее чем на 1 дБ. Небольшое различие обусловлено различным разбиением на сегменты поверхности цилиндра в программах CSC и FEKO.

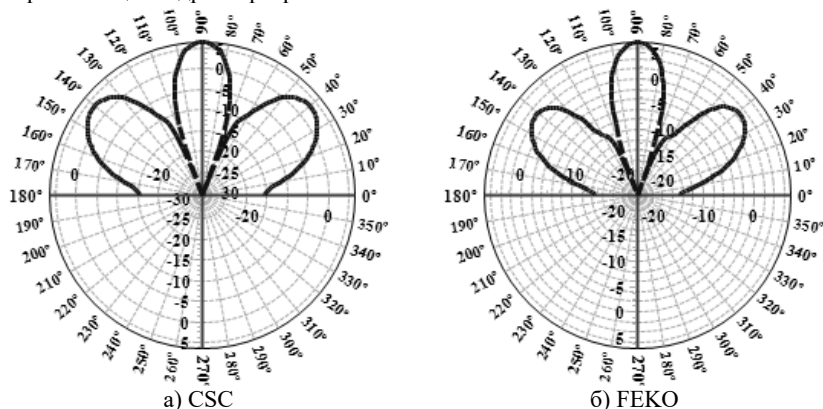
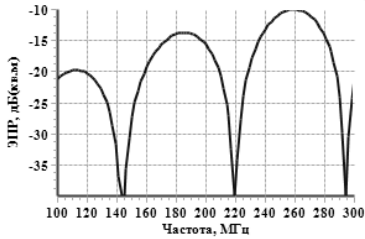
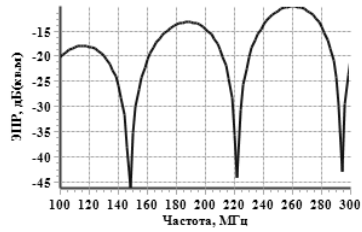


Рисунок 3 – Зависимость ЭПР[дБ(кв.м)] от угла наблюдения $f=200$ МГц



а) CSC

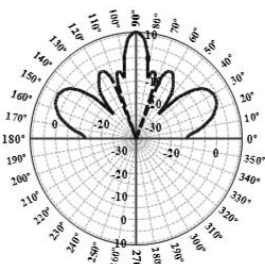


б) FEKO

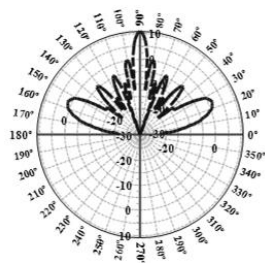
Рисунок 4 – Зависимость ЭПР [дБ(кв.м)] от частоты [МГц] для углов наблюдения $\Theta=90^\circ$, $\Phi=0^\circ$

Результаты численного анализа

На рисунке 5 результаты расчета в программе CSC цилиндра с $L=4\text{м}$.



а) $f=200\text{МГц}$

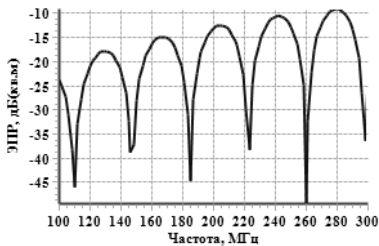


б) $f=300\text{МГц}$

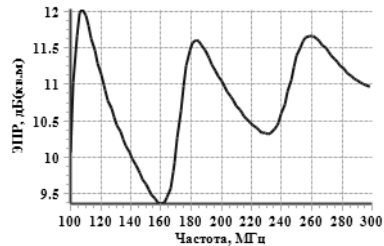
Рисунок 5 – Зависимость ЭПР [дБ(кв.м)] от угла наблюдения

Как видно, из рисунков 3,5, чем больше волновая длина объекта, тем больше лепестков на диаграмме обратного вторичного рассеяния.

Далее, на рисунке 6 приведены результаты, для углов облучения $\phi=0^\circ$ и $\phi=90^\circ$, для цилиндра длиной $L=4\text{м}$.



а) $\Phi=0$



б) $\Phi=90$

Рисунок 6 – Зависимость ЭПР [дБ(кв.м)] от частоты [МГц], $\Theta=90^\circ$, $\Phi=0^\circ$

Как видно из рисунков 4 и 6, количество резонансов на зависимости ЭПР от частоты зависит от размера цилиндра и направления облучения. Чем больше размер цилиндра, тем больше количество резонансов. На рисунках 4 и 6,а имеет место продольный резонанс, а на рисунке 7б поперечный. Связь между размером цилиндра и частотным расстоянием между резонансами на рисунках 4 и 6 описывается выражением

$$\Delta F = \frac{c}{2L} \quad (1)$$

где c – скорость света, ΔF – частное расстояние между резонансами.

Так, на рисунке 6,а соседние резонансы расположены на частотах 129 и 167 МГц, $\Delta F = 38$ МГц, рассчитанная по формуле (1) длина будет равна 4м, что соответствует реальному размеру объекта. Т.к. расчет методом интегральных уравнений может занимать достаточно длительное время, необходимо выбирать шаг по частоте при расчете в пространственно-частотной области так, чтобы расчет занимал как можно меньший промежуток времени. Для этих целей удобно использовать формулу (1).

На рисунке 7 приводятся результаты решения задачи рассеяния импульса, описываемого – функцией, т.е. импульсная характеристика объекта (ИХ). Длина цилиндров 2 и 4м. Рассеянный сигнал во временной области обозначается символом $U(t)$ и в пространственной области $U(Z)$, где $Z=0.5ct$ – координата, вдоль которой распространяется электромагнитная волна, облучающая объект, c – скорость света. Представление сигнала в пространственной области это дальномерный портрет объекта.

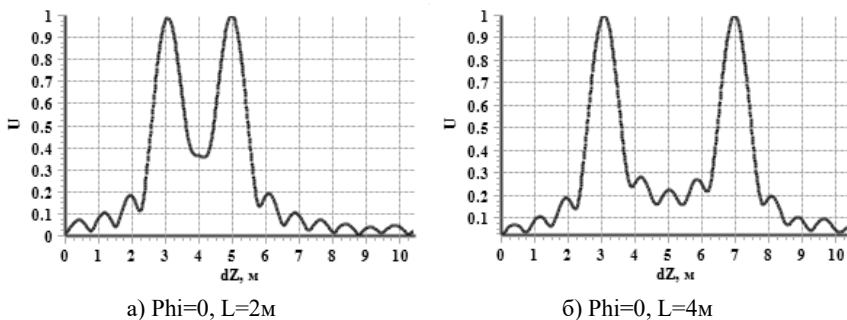
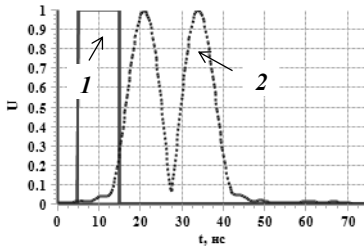


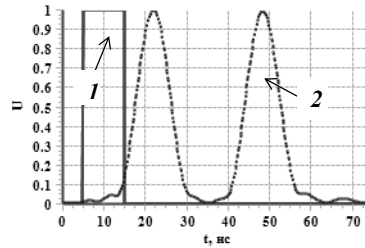
Рисунок 7 – Модуль ИХ от пространственной координаты

На рисунке 7, протяженность ИХ в пространстве соответствует размерам цилиндров – 2 и 4м соответственно.

На рисунке 8 приведены огибающие радиоимпульса, без учета рассеяния (1) и с учетом рассеяния (2). $T0=10$ нс, $f0=200$ МГц, $L = 2$ и 4м.



а) $\Phi=0$, $L=2\text{м}$



б) $\Phi=0$, $L=4\text{м}$

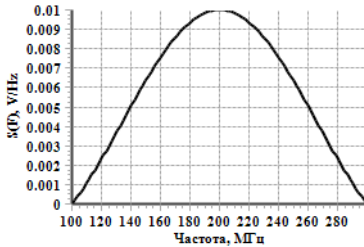
Рисунок 8 – Огибающие импульсов без учета (1) и с учетом (2) рассеяния

Задержка по времени между максимумами огибающей на рисунке 8,а равна $\Delta T=13\text{нс}$, а на рисунке 8б – $\Delta T=26\text{нс}$. За время $\Delta T=13\text{нс}$ электромагнитная волна проходит путь

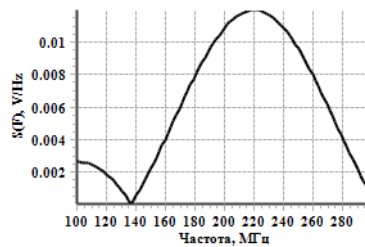
$$\Delta Z = c \cdot \Delta T = 4\text{м}, \quad (2)$$

а за время $\Delta T=26\text{нс}$ – $\Delta Z=8\text{м}$. Путь ΔZ соответствует задержке между ходом волн, отраженных от кромок оснований цилиндров и равен удвоенному размеру цилиндра.

На рисунке 9 приведены спектры зондирующих сигналов.



а) $T_0=10\text{нс}$, $f_0=200\text{МГц}$

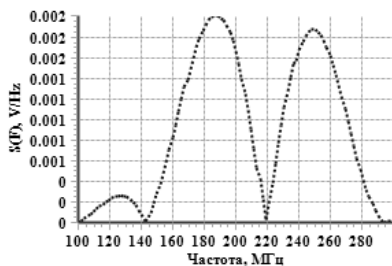


б) $T_0=12\text{нс}$, $f_0=220\text{МГц}$

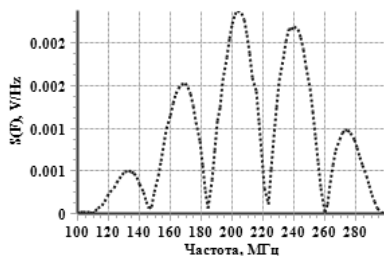
Рисунок 9 – Амплитудный спектр зондирующих сигналов

Из рисунков 8,9 следует: если главный лепесток спектра зондирующего сигнала охватывает несколько резонансов амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) объекта, то из рассеянного сигнала можно выделить информацию о геометрических характеристиках объекта радиолокации.

На рисунках 10, 11 приведены спектры рассеянных сигналов. Параметры зондирующего сигнала для рисунка 10: $T_0=10\text{нс}$, $f_0=200\text{МГц}$. Спектры рассеянных сигналов содержат более двух лепестков и, по сравнению с АЧХ цилиндров, сильно искажены, но, несмотря на это, огибающие рассеянных радиосигналов содержат информацию о размерах цилиндров.



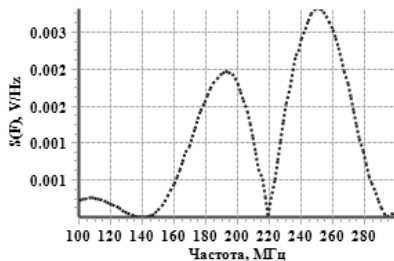
а) $\Phi=0$, $L=2\text{м}$



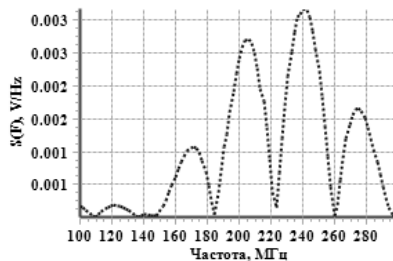
б) $\Phi=0$, $L=4\text{м}$

Рисунок 10 – Амплитудный спектр рассеяного сигнала

Параметры зондирующего сигнала для рисунка 11: $T_0=12\text{нс}$, $f_0=220\text{МГц}$.



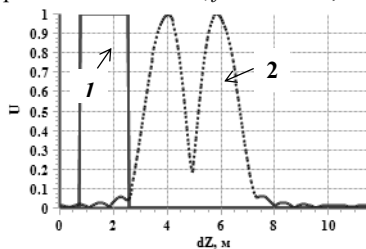
а) $\Phi=0$, $L=2\text{м}$



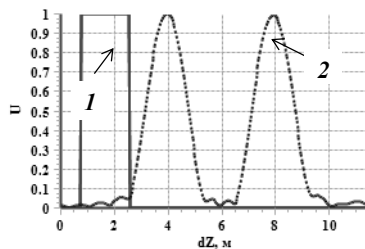
б) $\Phi=0$, $L=4\text{м}$

Рисунок 11 – Амплитудный спектр рассеяного сигнала

На рисунке 12 приведены огибающие радиопульса, без учета (1) и с учетом (2) рассеяния. $T_0=12\text{нс}$, $f_0=220\text{МГц}$, $L=2$ и 4м .



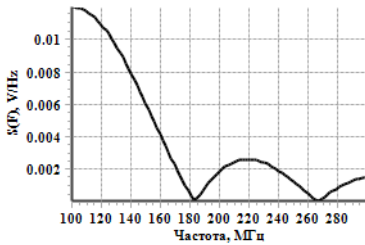
а) $\Phi=0$, $L=2\text{м}$



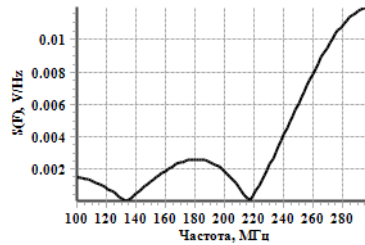
б) $\Phi=0$, $L=4\text{м}$

Рисунок 12 – Огибающие импульсов без учета (1) и с учетом (2) рассеяния

На рисунке 13 приведены спектры зондирующих сигналов.



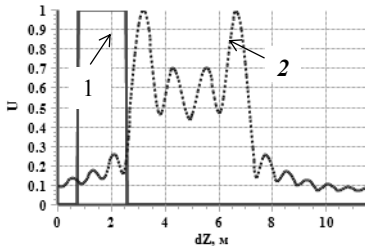
а) $T_0=12\text{нс}$, $f_0=100\text{МГц}$



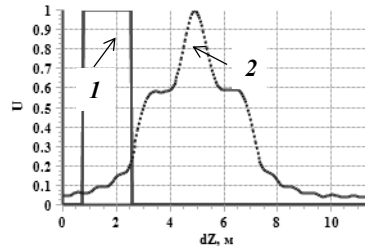
б) $T_0=12\text{нс}$, $f_0=300\text{МГц}$

Рисунок 13 – Амплитудный спектр зондирующих сигналов

На рисунках 14, 15 приведены огибающие радиоимпульса, без учета рассеяния (1) и с учетом (2) для цилиндров длиной $L = 2$ и 4 м .

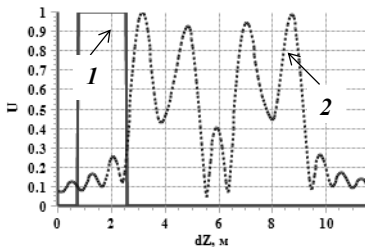


а) $\Phi=0$, $T_0=12\text{нс}$, $f_0=100\text{МГц}$ ($L=2\text{м}$)

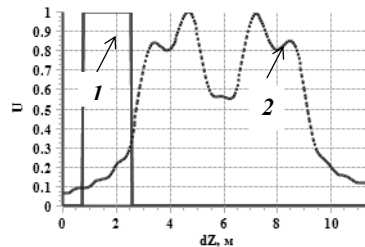


б) $\Phi=0$, $T_0=12\text{нс}$, $f_0=300\text{МГц}$ ($L=2\text{м}$)

Рисунок 14 – Огибающие импульсов без учета (1) рассеяния и с учетом (2)



а) $\Phi=0$, $T_0=12\text{нс}$, $f_0=100\text{МГц}$ ($L=4\text{м}$)



б) $\Phi=0$, $T_0=12\text{нс}$, $f_0=300\text{МГц}$ ($L=4\text{м}$)

Рисунок 15 – Огибающие импульсов без учета (1) рассеяния и с учетом (2)

Из рисунков 10-15 следует, что при учете спектра в указанном диапазоне частот форма огибающей искажается: в ней появляются признаки, необходимые для распознавания. Если главный лепесток спектра зондирующего сигнала охватывает минимум два резонанса АЧХ объекта радиолокации, то из рассеянного сигнала можно выделить информацию о геометрических параметрах объекта радиолокации: пространственная задержка между максимумами огибающей рассеянного

радиосигнала соответствует размеру объекта. Если главный лепесток зондирующего сигнала охватывает меньше, чем два резонанса АЧХ объекта радиолокации, то выделить признаки о геометрических параметрах объекта радиолокации становится сложнее: огибающая рассеянного радиосигнала сильно искажена.

Выводы

Поведенные исследования показали, что описанная в работе [3] и использованная в настоящей статье методика позволяет получить сведения об объекте радиолокации, необходимые для решения задачи его распознавания. Показано, что информация, необходимая для распознавания объекта радиолокации, содержится в спектре и огибающей рассеянного радиоимпульса. Даны рекомендации для выбора шага по частоте при расчете характеристик рассеяния объекта радиолокации в пространственно-частотной области.

Литература

1. Time-Domen Mhetod for Microwave Structures. Analysis and Design / Editor by Tatsuo Itoh. – IEEE Press. –1998. P.517
2. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред.Р.Митры. – Москва::Мир. – 1977. – С. 495
3. Юрцев О.А., Рассеяние радиоимпульса линейным диполем/ О.А. Юрцев, П.В. Сухачевский, В.В. Кеда //Материалы III Всероссийской научно-технической конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». –Санкт-Петербург. –2014. – сс. 252-246.
4. Ефремов А.М., Мощные источники сверхширокополосного излучения с субнаносекундной длительностью импульса/ А.М. Ефремов, В.И. Кошелев, Б.М. Ковальчук, В.В. Плиско, К.Н. Сухушин// Приборы и техника эксперимента, 2011, №1, с. 77-83.



А.А. Свириденко, адъюнкт кафедры радиолокации и приемопередающих устройств УО «ВАРБ»

Г.А. Филиппович, профессор кафедры радиолокации и приемопередающих устройств УО «ВАРБ».

ШИРОКОПОЛОСНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Ведение и постановка задачи. В настоящее время во всем мире наблюдается стремительное развитие радиоэлектронных систем в диапазоне сверхвысоких частот (СВЧ): космические технологии, системы сотовой и радиорелейной связи, радионавигация и радиолокация, телевидение и т.д. Убедиться в этом нетрудно взглянув на широкий спектр самой передовой продукции в диапазоне СВЧ выпускаемой ведущими корпорациями в этом секторе: TriQuint Semiconductor, Hittite Microwave Corporation, Excelics, RFMD, Mimix Broadband и рядом других.

При проектировании СВЧ радиоэлектронных устройств (РЭУ), входящих в состав этих систем (таких как СВЧ транзисторные усилители, преобразователи и умножители частоты, активные фильтры, антенные устройства и др.), важное значение имеет решение задач широкополосного согласования и фильтрации.

Так же стоит обратить внимание на то, что несмотря на солидное количество публикаций, в области согласования и фильтрации, авторами сделан выбор в пользу цепей с сосредоточенными параметрами. Разработанные зарубежными инженерами и программистами САПР (системы автоматизированного проектирования) позволяют решать широкий круг задач. Однако стоимость таких САПР доходит до нескольких десятков тысяч долларов, а алгоритмы согласно которым производятся вычисления держаться разработчиками в строжайшей тайне. Последний факт не позволяет оценить оптимальность полученного результата, а так же вмешаться в процесс разработки на этапе вычислений.

Все эти факты говорят об актуальности и необходимости проведения исследований в области проектирования цепей с распределенными параметрами.

Обобщенные S – параметры согласующих, частотно-избирательных цепей

Системы параметров классических матриц неудобны для описания процессов на СВЧ, ввиду этого для их описания применяют систему параметров рассеяния или систему S – параметров. С другой стороны, цепи с сосредоточенными параметрами в равной степени можно описать при помощи, как классических матриц, так и системы S – параметров (волновых матриц). Таким образом, параметры рассеяния можно назвать универсальными для описания электрических цепей, работающих в любом частотном диапазоне.

В [1] получена система параметров рассеяния ЧП (1), необходимого для согласования источника сигнала и комплексной нагрузки. Особенностью этой системы является то, что она включает в себя как параметры требуемой характеристики передачи так и параметры нагрузки.

$$S_{11} = -\frac{m_1 m_{2n} - m_2 m_{1n} - m_1 n_{2n} - m_2 n_{1n} + n_1 m_{2n} + n_2 m_{1n} - n_1 n_{2n} + n_2 n_{1n}}{m_{1n} m_1 + n_{1n} m_1 - m_2 m_{2n} + m_2 n_{2n} - n_1 m_{1n} - n_1 n_{1n} + n_2 m_{2n} - n_2 m_{2n}}$$

$$S_{22} = \frac{m_1 m_{2н} - m_2 m_{1н} + m_1 n_{2н} + m_2 n_{1н} - n_1 m_{2н} - n_2 m_{1н} - n_1 n_{2н} + n_2 n_{1н}}{m_{1н} m_1 + n_{1н} m_1 - m_2 m_{2н} + m_2 n_{2н} - n_1 m_{1н} - n_1 n_{1н} + n_2 n_{2н} - n_2 m_{2н}}, \quad (1)$$

$$S_{12} = \frac{-\sqrt{m_{2н}^2 - m_{1н}^2 - n_{2н}^2 + n_{1н}^2} \sqrt{m_2^2 - m_1^2 - n_2^2 + n_1^2}}{m_{1н} m_1 + n_{1н} m_1 - m_2 m_{2н} + m_2 n_{2н} - n_1 m_{1н} - n_1 n_{1н} + n_2 n_{2н} - n_2 m_{2н}},$$

где $m_{1н}$, $m_{2н}$, $n_{1н}$, $n_{2н}$ - соответственно четные и нечетные части полиномов нормированного коэффициента отражения нагрузки, m_1 , m_2 , n_1 , n_2 - соответственно четные и нечетные части полиномов входного коэффициента отражения.

Данная система описывает волновые свойства четырехполюсника требуемого для согласования двух произвольных сопротивлений, одно из которых может быть комплексным. Особенностью новой теории широкополосного согласования в основе которой лежит система (1) является использование при синтезе устройства отрезков линий передачи одинаковой длины. Длина отрезков линий передачи согласующей цепи в этом случае принимается равной длине отрезка либо отрезков линий передачи модели нагрузки. Это обусловлено ограниченностью методов синтеза СВЧ устройств по S - параметрам, а так же сложностью этого процесса.

Проектирование широкополосных согласующих цепей в диапазоне СВЧ на отрезках линий передачи.

Эквивалентные схемы многих радиотехнических компонент, таких, как биполярные транзисторы, туннельные диоды, кварцы, содержат во входной цепи последовательно включенный резистор. Один из вариантов таких схем на элементах с распределенными параметрами изображен на рисунке 1

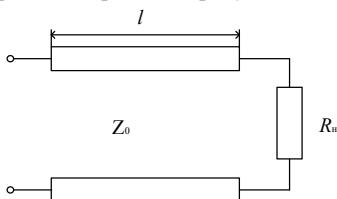


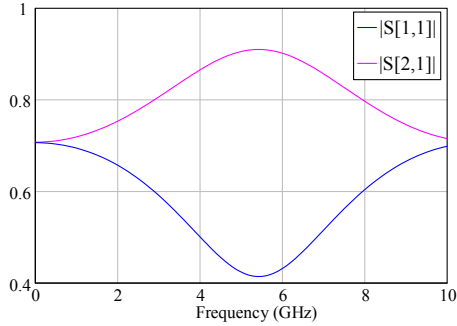
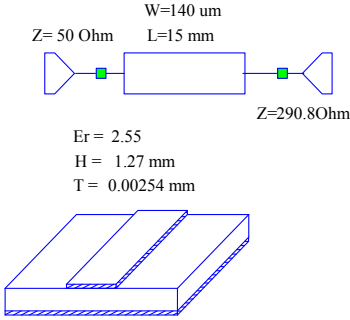
Рисунок 1 – Принципиальная схема нагрузки.

Пример. Необходимо сформировать баттервортовскую характеристику коэффициента передачи мощность второго порядка между резистивным генератором $R_g=50$ Ом и нагрузкой изображенной на рисунке 1 с параметрами: $Z_0=187.5$ Ом, $R_n=290.8$ Ом, $l=15$ мм.

Нормированный коэффициент отражения нагрузки изображенной на рисунке 1 имеет вид:

$$\rho_n(s) = \frac{\rho_n(1-R) + \lambda(R - \rho_n^2)}{\rho_n(1+R) + \lambda(R + \rho_n^2)},$$

где $m_{1н} = \rho_n(1-R)$, $n_{1н} = \lambda(R - \rho_n^2)$, $m_{1н} = \rho_n(1+R)$, $n_{2н} = \lambda(R + \rho_n^2)$.



а) модель нагрузки разработанная в САПР Microwave Office

б) параметры рассеяния модели

Рисунок 2 - Модель резистивно-емкостной нагрузки на элементах с распределенными параметрами

На рисунке 2 изображена модель согласуемой нагрузки, разработанная в САПР Microwave Office, а так же ее параметры рассеяния.

В результате факторизации коэффициента отражения (процедура описана в [2]), выбирая нули в правой полуплоскости, находим

$$\rho_{\text{вх}}(s) = \frac{\delta^2 \lambda^2 + \sqrt{\delta^4 + 1} - \delta \lambda (\sqrt{\delta^2 + i} + \sqrt{\delta^2 - i})}{\lambda^2 + 2.2\lambda + \sqrt{2}},$$

где $m_1 = \delta^2 \lambda^2 + \sqrt{\delta^4 + 1}$, $n_1 = -\delta \lambda (\sqrt{\delta^2 + i} + \sqrt{\delta^2 - i})$, $m_2 = \lambda^2 + \sqrt{2}$, $n_2 = 2.2\lambda$.

Для синтеза согласующего устройства по методике, описанной в [3], необходимо знать один из параметров рассеяния. Выбрав коэффициент отражения S_{22} , необходимо произвести подстановку $m_{1\text{н}}, m_{2\text{н}}, n_{1\text{н}}, n_{2\text{н}}, m_1, m_2, n_1, n_2$ в (1), что приводит к результату

$$S_{22}(\lambda) = \frac{(0.228 + 0.55\delta^2)\lambda^3 + \left(\frac{\sqrt{2}}{2}\delta^2 + 0.55\delta(\sqrt{\delta^2 - i} + \sqrt{\delta^2 + i})\right)\lambda^2 + \dots}{(0.55 + 0.228\delta^2)\lambda^3 + (0.5 + 0.5\delta^2 + 0.228\delta(\sqrt{\delta^2 - i} + \sqrt{\delta^2 + i}))\lambda^2 + \dots} \quad (2)$$

$$+ \left(0.55\sqrt{\delta^2 + i} - 0.777 + \frac{\sqrt{2}}{2}\delta(\sqrt{\delta^2 - i} + \sqrt{\delta^2 + i})\right)\lambda + \frac{\sqrt{2}}{2}(\sqrt{\delta^2 + i} - 1) \dots$$

$$\dots + (0.228\sqrt{\delta^2 + i} - 0.777 + 0.5\delta(\sqrt{\delta^2 - i} + \sqrt{\delta^2 + i}))\lambda + 0.5(\sqrt{\delta^2 + i} - 2)$$

Рассмотрим полюсы функции S_{22} . Коэффициент отражения может содержать нули в любой точке комплексной частоты, единственным ограничением является то, что они должны быть комплексно сопряжены. Расположение полюсов коэффициента отражения ограничено левой полуплоскостью. Нули полинома знаменателя функции S_{22} имеют место при

$$\frac{m_1 - n_1}{m_2 + n_2} = \frac{m_{1n} - n_{1n}}{m_{2n} + n_{2n}}, \quad (3)$$

что легко можно определить из (1). После подстановки $m_{1n}, m_{2n}, n_{1n}, n_{2n}, m_1, m_2, n_1, n_2$ в (3) и решения уравнения относительно δ определяем, что $\delta = 0$.

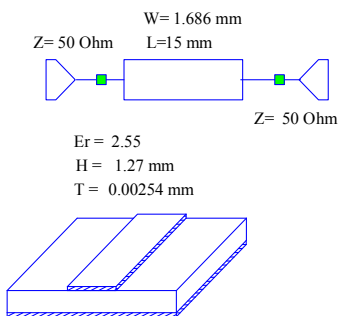
После подстановки значения δ в (2) получаем требуемую функцию коэффициента отражения

$$S_{22}(\lambda) = \frac{0.228\lambda(1-\lambda)(1+\lambda)}{(0.55\lambda + 0.5)(1-\lambda)(1+\lambda)}$$

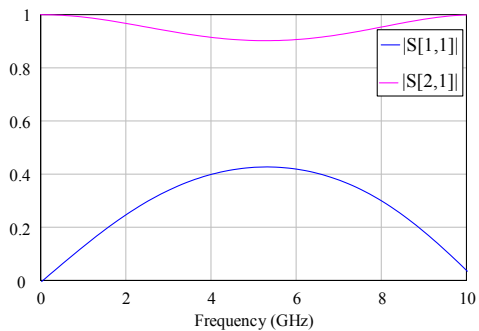
и после сокращения

$$S_{22}(\lambda) = \frac{0.228\lambda}{0.55\lambda + 0.5}.$$

Синтез по методу, изложенному в [3] приводит к результату $Z_i=77.75, R=50$.



а) модель согласующей цепи,
разработанная в САПР Microwave
Office

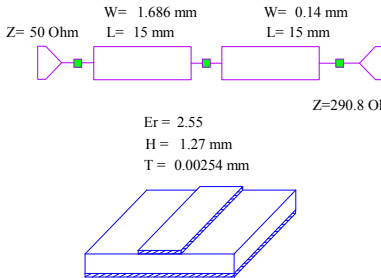


б) параметры рассеяния модели
согласующей цепи

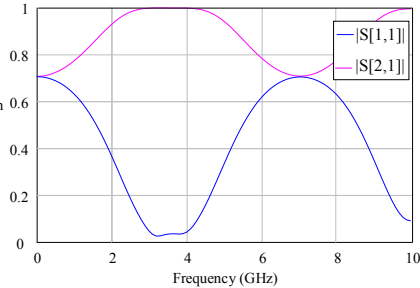
Рисунок 3 – Модель согласующей цепи

На рисунке 3 представлена модель согласующей цепи, а так же ее параметры рассеяния. Согласующая цепь представляет собой отрезок линии передачи длиной $l=15 \text{ мм}$ и волновым сопротивлением $Z_i=77.75 \text{ Ом}$.

На рисунке 4 изображена модель согласующей цепи с нагрузкой и ее волновые параметры.



а) результаты моделирования
согласующей цепи и нагрузки в САПР
Microwave Office



б) параметры рассеяния модели
согласующей цепи

Рисунок 4 - Модель согласующей цепи

Выводы

Разработанная методика позволяет производить анализ согласуемой нагрузки, рассчитывать параметры согласующей цепи, а так же производить ее синтез. Основным достоинством данной методики является то, что ее можно применять как для цепей с сосредоточенными параметрами, так и для цепей с распределенными параметрами, что подтверждает пример. Одним из ограничений, для цепей с распределенными параметрами является использование при синтезе согласующей цепи отрезков линий передачи одинаковой длины, равной длине отрезка или отрезков линий передачи нагрузки.

Так же данная методика может применяться для проектирования фильтров на элементах с распределенными параметрами. Здесь в качестве нагрузки используется активное сопротивление последующего каскада.

Литература

1. Свириденко А.А., Описание широкополосных согласующих и частотно-избирательных цепей с помощью обобщенной матрицы рассеяния / Информационные технологии и системы 2016 БГУИР (Минск, 2016 г.): Тез. докл. – Минск: БГУИР. – С. 238-239.
2. Филиппович, Г.А. Широкополосное согласование сопротивлений / Г.А. Филиппович. – Минск: ВА РБ, 2004. – 176.
3. Yarman S.B., Design of ultra wideband power transfer networks / S.B.Yarman .-, Istanbul University, 2010.– p.585,602.
4. Fano, R.M., Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances // J. Franklin Inst. – 1950. – Vol. 249. – P. 57-83.
5. Youla, D.C., A new theory of board-band matching // IEEE Trans. – 1964. – Vol. CT-11. -№ 1. –P. 30-50.



5. Спутниковые системы



И.О. Митрахович, аспирант кафедры интеллектуальных систем, БГУ
К.В. Козадаев, зав. кафедрой интеллектуальных систем, кандидат ф-м наук,
доцент, БГУ

КОРРЕКЦИЯ ПОГРЕШНОСТИ МНОГОЛУЧЕВОСТИ В ПОКАЗАНИЯХ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ МОБИЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ РЕЖЕКТОРНОГО ФИЛЬТРА.

В настоящее время глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) являются удобным общедоступным инструментом для определения пространственных координат и параметров движения мобильных объектов на поверхности Земли и в околоземном пространстве. Более того, ГНСС обеспечивают достаточно точную координацию времени для всех пользователей, что позволяет этим системам решать широчайший спектр практических задач: от точного земледелия до навигации военных объектов [1, стр. 1].

В процессе определения собственного местоположения приемники ГНСС отслеживают сигналы спутниковой группировки, и, после соответствующих процедур обработки, с определенной периодичностью оценивают дальность и ее приращение для каждого видимого навигационного спутника. Основными источниками погрешностей, искажающих формируемые оценки расстояния, являются: ионосферная и тропосферная задержки, погрешности передающей аппаратуры спутников, погрешности оценки расчетной конфигурации спутников, аппаратные погрешности приемника и многолучевость распространения навигационного сигнала (что особенно существенно при навигации в условиях сложного рельефа местности) [2, стр. 60]. Большинство перечисленных погрешностей может быть скомпенсировано методами дифференциальной коррекции, основанной на приеме уточняющих навигационное решение поправок от специализированных стационарных передающих пунктов. Ошибка задержки сигнала в ионосфере может быть компенсирована при проведении навигационных измерений на нескольких (как минимум, двух) частотах [3, стр. 169]. В результате оказывается, что именно многолучевая погрешность — главный источник ошибок для высокоточной навигации [2, стр. 60]. Ее вклад особенно значим для дальномерных (так называемых кодовых) измерений, когда погрешности определения опорных расстояний достигают величин десятков метров.

Погрешности, связанные с многолучевостью, появляются вследствие отражения навигационного радиосигнала от различных поверхностей при его прохождении от спутника к приемнику: схема проявления эффекта многолучевости при приеме спутниковых сигналов, приведена на рисунке 1. При этом паразитные отраженные сигналы деформируют корреляционный пик при дешифровке полезного сигнала и искажают изначально симметричную корреляционную характеристику приемника [2 стр. 61]. Это приводит к возникновению погрешностей как в измерениях текущей фазы спутникового навигационного сигнала (так называемых фазовых измерениях), так и в оценке расстояния до спутника (кодовых измерениях). Погрешности, обусловленные многолучевостью навигационных сигналов, присущи как стационарным, так и мобильным объектам. При этом для мобильных приемников путь навигационного сигнала и отражающая геометрия изменяются во времени,

поэтому период корреляции погрешностей многолучевости для мобильных потребителей значительно меньше чем для стационарных.

И в стационарном, и в мобильном режиме приема навигационных сигналов неизвестные характеристики прямых и отраженных сигналов делают прогнозирование погрешностей многолучевости весьма сложной задачей, так как параметры ошибки во многом определяются конфигурацией отражающих поверхностей. При этом погрешность дальномерных измерений, обусловленная многолучевостью навигационных сигналов, в зависимости от типа и параметров принимающих антенн может трансформироваться в ошибку оценки дальности до спутника порядка сотни метров, в то время как погрешность определения фазы несущей спутникового сигнала обычно вносит в ошибку определения расстояния вклад порядка нескольких сантиметров [1, стр. 283].

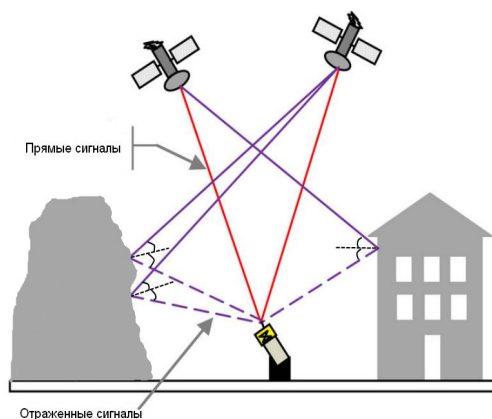


Рисунок 1 - Схема проявления эффекта многолучевости при приеме спутниковых сигналов.

В настоящее время разработано и реализовано несколько методов оценки и последующей компенсации погрешностей, обусловленных многолучевостью распространения спутниковых навигационных сигналов. Существующие методы могут быть условно разделены по трем основным категориям в соответствии с этапами обработки сигналов[1, стр. 293]. Первая категория работает на стадии приема спутникового сигнала и подразумевает использование антенн с кольцевыми компенсаторами (choke-ring) и с определенной формой диаграммы направленности для пространственной селекции принимаемых радиосигналов. Вторая категория методов применяет технологии специальной первичной обработки спутниковых сигналов: узкого коррелятора, коррелятора «удвоенной дельты», опережающих и запаздывающих уклонений. Третья категория методов дополнительно использует процедуру обработки предшествующих навигационных измерений для коррекции последующих (рекурсивность), отслеживая требуемое отношение «сигнал — шум» (SNR) измерений, прогнозируя погрешность многолучевости путем ее моделирования и используя мультиплексные антенны для общего снижения влияния



эффекта многолучевости[3, стр. 547]. При этом большинство методов третьей категории не учитывают данные фазовых измерений. В данной статье рассматривается возможность компенсации ошибок дальномерных измерений, которые обусловлены многолучевостью распространения сигналов ГНСС, с помощью данных, формируемых в режиме фазовых измерений.

Моделирование ошибки многолучевости

Оценка местоположения объекта, как правило, производится на основе оценки таких параметров как псевдодальность и фазовое расстояние

В идеальном случае дальномерное измерение подразумевает оценку расстояния ρ_r^s от антенны приемника до спутниковой антенны и предполагает абсолютную синхронизацию процессов передачи и приема кодовой последовательности (ПСП). Поэтому в теории оценка такого расстояния может быть представлена как произведение скорости распространения радиосигнала (скорость света c) и временного интервала между моментом приема сигнала \bar{t}_r и моментом его отправки в системе времени часов спутника t^s . Однако, на практике под дальномерными измерениями понимают так называемую псевдодальность R , которая включает в себя реальную дальность между спутником и приемником ρ_r^s , а также смещение часов спутника и приемника dt_r , dT^s , ионосферную $I_{r,i}^s$ и тропосферную задержку T_r^s , ошибку многолучевости по коду M_p и ошибку измерений ε_p [4, стр. 138]:

$$P_{r,i}^s = \rho_r^s + \tilde{n} \left(dt_r(\bar{t}_r) - dT^s(\bar{t}^s) \right) + I_{r,i}^s + T_r^s + M_p + \varepsilon_p. \quad (1)$$

Измерение по фазе (фазовое расстояние) $\Phi_{r,i}^s$ определяется как фаза несущей навигационного сигнала, умноженная на длину волны несущей λ_i , которая, в свою очередь, может быть выражена через смещения фазы несущей (фазовых неопределенностей) $B_{r,i}^s$ и упоминавшиеся выше, тропосферные, ионосферные задержки, ошибку многолучевости по фазе и ошибку измерений. Также нужно учесть возможные смещения и вариации фазового центра антенны(в зависимости от высоты антенны и ее ориентации) – $d\Phi_{r,i}^s$, таким образом модель фазового расстояния примет такой вид:

$$\hat{O}_{r,i}^s = \rho_r^s + \tilde{n} \left(dt_r(\bar{t}_r) - dT^s(\bar{t}^s) \right) - I_{r,i}^s + T_r^s + d\Phi_{r,i}^s + \lambda_i B_{r,i}^s + M_\phi + \varepsilon_\phi. \quad (2)$$

Если построить разность кодовых и фазовых измерений для одной и той же конфигурации спутника и приемника, то получим следующее равенство:

$$P_{r,i}^s - \hat{O}_{r,i}^s = 2I_{r,i}^s - \lambda_i B_{r,i}^s + M_p + M_\phi + \varepsilon_p + \varepsilon_\phi. \quad (3)$$

Разбирая равенство (3) учитываем, что ионосферная компонента погрешности квазипостоянна и может приниматься за константу [3, стр. 489], равно как и фазовая неопределенность $\lambda_i B_{r,i}^s$ [4, стр. 176]. Вклад фазовой неопределенности в ошибку, обусловленную многолучевостью распространения сигнала, есть величина второго порядка малости по сравнению с величиной ошибки многолучевости по коду, следовательно, ей можно пренебречь. Таким образом, в равенство (3) кроме констант входят лишь ошибки измерений по коду и фазе (которые могут быть представлены в виде «белого» шума) и ошибка, обусловленная многолучевостью при приеме спутниковых сигналов. В [3, стр. 549] приводятся данные о квазипериодичности

ошибки многолучевости, что позволяет ее моделировать, используя соотношения для адаптивного режекторного фильтра, поскольку именно этот тип фильтра позволяет детектировать во входном потоке данных требуемую частоту. Для построения модели квазипериодической ошибки был выбран фильтр второго порядка, так как фильтры более высоких порядков подразумевают наличие в сигнале нескольких гармоник. Таким образом, для построения модели многолучевости использовался адаптивный режекторный фильтр второго порядка с передаточной функцией вида:

$$H(z) = \frac{1 - 2\cos(\theta)z^{(-1)} + z^{(-2)}}{1 - 2r\cos(\theta)z^{(-1)} + r^2z^{(-2)}}. \quad (4)$$

В данном случае передаточная функция имеет один адаптивный параметр θ (искомая частота). Если параметр подстройки r стремится к 1, то полоса пропускания фильтра может быть представлена в виде $2(1 - r)$ радиан [5, стр. 315], что позволяет параметру фильтра θ стремиться к искомой частоте. Таким образом, r должен удовлетворять условию $0 < r < 1$, для обеспечения необходимой полосы пропускания фильтра [5, стр. 315]. Тогда результат фильтрации $y[n]$ (для входной последовательности $x[n]$) можно описать как:

$$y(n) = x(n) - 2\cos[\theta(n)]x(n-1) + x(n-2) + 2r\cos[\theta(n)]y(n-1) - r^2y(n-2). \quad (5)$$

Для уменьшения влияния ошибки $E[y(n)^2]$ применяется метод наименьших квадратов:

$$\theta(n+1) = \theta(n) - 2\mu y(n)\beta(n). \quad (6)$$

Где μ – есть параметр сходимости фильтра, а функция градиента $\beta(n)$ представима в виде:

$$\beta(n) = 2\sin[\theta(n)]x(n-1) - 2r\sin[\theta(n)]y(n-1) + 2r\cos[\theta(n)]\beta(n-1) - r^2\beta(n-2). \quad (7)$$

Так, после приема данных со спутника, проходит формирование дальномерных кодовых и фазовых измерений (1) и (2). Далее происходит их вычитание и переход полученной разности на вход режекторного фильтра, где вычисляется частота ошибки многолучевости (θ) в текущий момент времени. На основании полученных данных происходит корректировка дальномерных измерений по коду. Построив корректную модель ошибки многолучевости можно в городских условиях, снизить влияние ошибки многолучевости в дальномерных кодовых измерениях до уровня единиц метров [1, стр. 291].

Результаты

Предложенный способ моделирования ошибки многолучевости проверялся как на модельных входных данных, так и на реальных спутниковых сигналах. В качестве модельной последовательности входных данных (для определения скорости адаптации режекторного фильтра) использовалась комбинация сигналов с изменяющейся частотой, амплитудой и фазой. Так, первые 700 отсчетов представляют собой гармоническую функцию (синус) с амплитудой 5 и частотой 90 Гц, а с 701 по 1500 отсчет – функцию синус с амплитудой 19 частотой 90 Гц и сдвигом фазы $\pi/2$, дополнительно сигнал был усложнен добавлением белого шума с дисперсией 1.

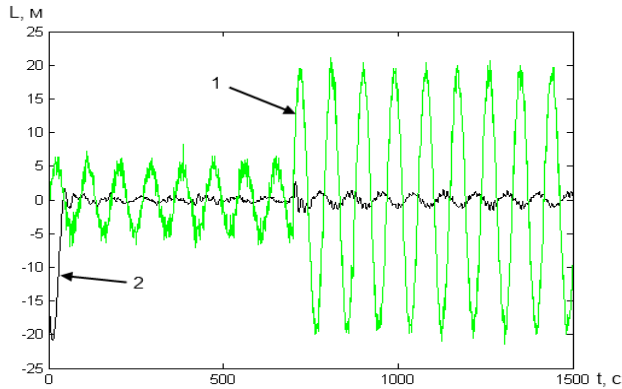


Рисунок 2 - Ошибка на выходе режекторного фильтра

Кривая «1» на рисунке 2 это исходный квазигармонический сигнал, описанный выше, кривая «2» это оценка ошибки на выходе режекторного фильтра. СКО (среднеквадратичное отклонение) на первом участке кривой составило 0,9м (при амплитуде 5м), а на втором - 0,78м (при амплитуде 19м). Как видно из рисунка 3, СКО на первом участке выше, чем СКО на втором, из-за учета времени сходимости фильтра, которое не превышает полупериода (если измерять СКО после схождения фильтра оно составит 0,56м). Таким образом, предлагаемый способ моделирования позволяет надежно выделить за приемлемое время квазипериодическую компоненту во входном потоке данных.

Далее, предложенный метод испытывался на реальных данных, которые собой представляют разницу кодовых и фазовых измерений для 17-го спутника системы GPS, снятых в условиях плотной городской застройки, при ясной и солнечной погоде. Постоянные компоненты разности были отфильтрованы с помощью метода скользящего среднего:

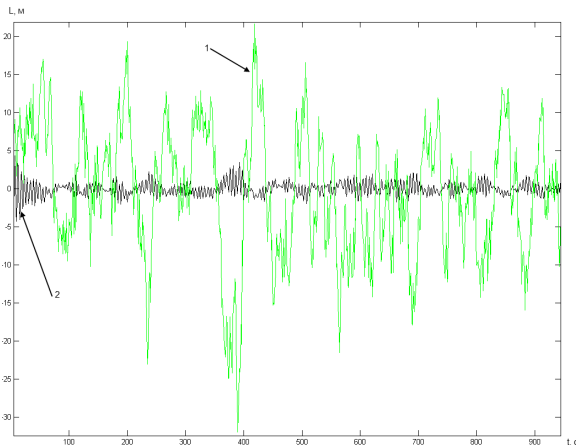


Рисунок 3 - Ошибка на выходе режекторного фильтра

Кривая «1» на рисунке 3 обозначает входные разности кодовых и фазовых измерений, отфильтрованные методом скользящего среднего, кривая «2», является оценкой ошибки на выходе режекторного фильтра. На реальных данных СКО ошибки составило 3,12 м, при СКО многолучевости 10,5 м (при этом, если провести измерение СКО после стабилизации фильтра, то значение СКО не превышает 1 м). Таким образом, можно заключить, что предложенный метод может детектировать квазипериодичность сигнала в поступающих данных. При использовании данного способа моделирования ошибки многолучевости продемонстрированы результаты, уменьшающие влияние СКО ошибки до уровня 15% от амплитуды входящей квазигармоничной составляющей.

Выводы

Предложенный способ моделирования ошибки многолучевости может успешно использоваться в приемниках спутниковых сигналов для уменьшения влияния ошибки многолучевости на качество навигационного решения, без использования сложных в реализации аппаратных методов борьбы. Проведенные испытания на моделированных и реальных данных показали, что в результате коррекции СКО ошибки многолучевости составляет не более 15% от амплитуды входных погрешности, а после более тонкой подстройки параметров фильтра, этот показатель падает до 5-7%. Таким образом, в результате применения разработанного метода влияние ошибки многолучевости, которое может достигать сотен метров, можно уменьшить на 1-2 порядка, в том числе и для мобильных объектов, учитывая высокую степень подстройки параметров фильтра к изменяющимся параметрам квазигармонической составляющей.

Литература

1. Elliott D. Kaplan, Christopher J. Hegarty. Understanding GPS. Principles and application. Second Edition. 2006 ARTECH HOUSE, INC. 685 Canton Street Norwood, MA 02062
2. С. Михайлов. Влияние многолучевости распространения радиоволн от навигационного космического аппарата на точность определения координат GPS-приемником. // «Беспроводные технологии №2 2006» стр 60-71
3. Edited by Bradford W Parkinson, Global Positioning System: Theory and Application. Volume I. Published by the American Institute of Aeronautics and Astronautics, Inc. 370 L'Enfant Promenade, SW, Washington, DC, 1996.
4. T.Takasu, RTKLib ver 2.4.2 Manual., IPNT-J, Tokyo, 2013.
5. Dr Lino Garcia (Ed), Adaptive Filtering, InTech (September 2011).



К.В. Козадаев, зав. кафедрой интеллектуальных систем,
кандидат ф-м наук, доцент, БГУ
А.Е. Макаренко, аспирант кафедры интеллектуальных
систем, БГУ

ИНЕРЦИАЛЬНО-СПУТНИКОВАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ВЫСОКОСКОРОСТНОГО МОБИЛЬНОГО ОБЪЕКТА

Использование навигационной системы в составе мобильных комплексов обусловлено необходимостью иметь информацию о параметрах, описывающих его движение и положение в пространстве. В случае, когда объект движется под контролем автоматической системы управления, требуется обеспечить стабильное получение навигационной информации с высокой частотой обновления и достаточным уровнем точности. Возможным решением этой задачи является применение гибридной инерциально-спутниковой навигационной системы (ИСНС).

С учетом ограничений, накладываемых на габариты, массу и энергопотребление, а также принимая во внимание экономические факторы, целесообразным является использование в качестве инерциальной подсистемы ИСНС бесплатформенной инерциальной навигационной системы (БИНС). Показания инерциальных датчиков, входящих в ее состав, имеют случайную шумовую составляющую и могут быть подвержены остаточному эффекту дрейфа нуля [1, 2]. Поэтому применение таких систем в автономном режиме в течение длительного промежутка времени без внешней коррекции недопустимо, т.к. с течением времени происходит накопление ошибок определения навигационных параметров.

В тоже время совместная обработка показаний БИНС и информации приемника глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), с учетом зашумленности каждой из составляющих, позволяет увеличить точность и улучшить характеристики итогового навигационного решения. В случае использования в составе БИНС датчиков угловой скорости, шумовые характеристики и чувствительность которых позволяют измерять скорости сравнимые с угловой скоростью суточного вращения Земли, для ИСНС появляется возможность обеспечения отсутствия накопления ошибок определения углового положения в любых режимах работы. Также становится возможным определение начальных значений углов курса, крена и тангажа без привлечения измерения других источников данных.

При формировании навигационного решения, полученного с помощью ГНСС, необходимо принимать во внимание наличие задержки между началом обработки принятой навигационной информации в приемнике и непосредственно получением координатного и скоростного решения. Эта задержка, связанная с временными затратами на декодирование, различную пред- и постобработку информации, решение навигационной задачи и т.д., в типовых устройствах может достигать до сотни миллисекунд. Что для высокоскоростного объекта может стать причиной значительного расхождения расчетной и реальной оценок координат и скоростей (например, при скорости около 300 м/с ошибка в координатах может достигать до 30 м). В данной работе предложен алгоритм ИСНС, позволяющий учесть и корректировать эту временную задержку.

Алгоритм инерциально-спутниковой системы

Описываемый алгоритм построен по схеме компенсации ошибок алгоритма БИНС с обратной связью [1-3], и заключается в оценке и коррекции этих ошибок. Оценка выполняется на основе разностных координатных и скоростных измерений с помощью расширенного дискретного фильтра Калмана (ФК) [1-3], работа которого состоит из двух повторяющихся фаз – этапа экстраполяции и этапа коррекции. Первый выполняется в моменты получения информации от алгоритма БИНС, второй – при поступлении спутникового навигационного решения. Такое применение ФК позволило не выполнять дополнительную интерполяцию навигационной информации спутниковой системы, несмотря на значительно более низкую частоту ее обновления по сравнению с инерциальной системой. На рисунке 1 представлена структурная схема навигационной системы, построенной на основе описываемого алгоритма.

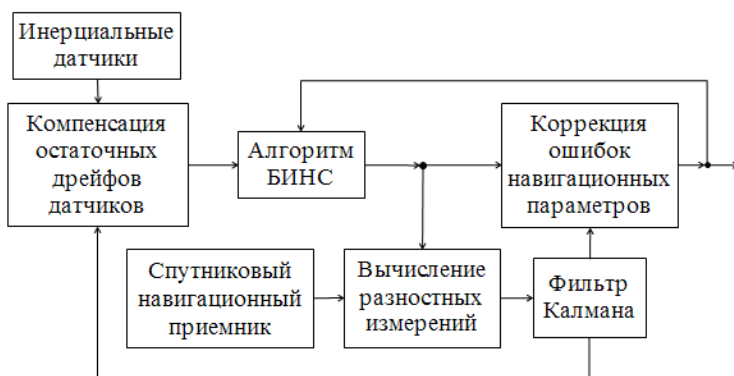


Рисунок 1 - Структурная схема навигационной системы

В вектор состояния ФК помимо ошибки определения координат, скоростей и углового положения с помощью БИНС также входят остаточные дрейфы инерциальных датчиков:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} (\delta \bar{\mathbf{r}}^n)^T & (\delta \bar{\mathbf{v}}^n)^T & (\bar{\phi})^T & (\delta \bar{\mathbf{f}}^b)^T & (\delta \bar{\mathbf{w}}_{ib}^b)^T \end{bmatrix}^T, \quad (1)$$

где $\bar{\mathbf{x}}$ – вектор состояния ФК;

$\delta \bar{\mathbf{r}}^n$ – вектор-столбец ошибок определения координат с помощью БИНС;

$\delta \bar{\mathbf{v}}^n$ – вектор-столбец ошибок определения скорости с помощью БИНС;

$\bar{\phi}$ – вектор поворота [6], описывающий ошибку определения углового положения БИНС;

$\delta \bar{\mathbf{f}}^b$ и $\delta \bar{\mathbf{w}}_{ib}^b$ – вектор-столбцы дрейфов акселерометра и гироскопа соответственно.

Матрицы возмущения и динамики системы (под системой в контексте ФК подразумевается совокупность ошибок, составляющих вектор состояния) находятся



с помощью линеаризации уравнений состояния и вычисления следующих якобианов [1-3]:

$$\mathbf{F} = \frac{\partial f(\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{w}}, \bar{\mathbf{p}})}{\partial \bar{\mathbf{x}}}, \quad (2)$$

$$\mathbf{G} = \frac{\partial f(\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{w}}, \bar{\mathbf{p}})}{\partial \bar{\mathbf{w}}}, \quad (3)$$

где \mathbf{F} – матрица динамики системы;

\mathbf{G} – матрица возмущения;

$\bar{\mathbf{w}}$ – вектор-столбец возмущения ФК, включающий случайные шумовые составляющие в показаниях инерциальных датчиков и в математических моделях, описывающих остаточные дрейфы нуля инерциальных датчиков;

$f(\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{w}}, \bar{\mathbf{p}})$ – система дифференциальных уравнений, описывающая зависимость скорости изменения вектора состояния ФК от вектора возмущения, компонент самого вектора состояния и других параметров.

В разработанном алгоритме в качестве уравнений состояния ФК применена так называемая φ - модель ошибок алгоритма БИНС [1, 2, 4]. Эта система дифференциальных уравнений описывает поведение ошибок определения навигационных параметров алгоритмом БИНС в зависимости от их текущих значений, и от неточности инерциальных элементов. Это позволяет по разностным измерениям координат и скоростей оценивать не только координатные и скоростные ошибки БИНС, но еще и остаточные дрейфы инерциальных датчиков, а также угловую ошибку. Для описания поведения дрейфов нулей акселерометра и гироскопа используются экспоненциально-коррелированные случайные процессы, хорошо подходящие для математического представления медленно изменяющихся случайных величин [1, 2]. Параметры этих моделей вычисляются с помощью автокорреляционной функции измерений инерциальных датчиков.

Вектор измерений ФК имеет следующий вид:

$$\bar{\mathbf{z}} = \left[\left(\Delta \bar{\mathbf{r}}^n \right)^T \quad \left(\Delta \bar{\mathbf{v}}^n \right)^T \right]^T, \quad (4)$$

где $\Delta \bar{\mathbf{r}}^n$ и $\Delta \bar{\mathbf{v}}^n$ – вектор-столбцы разностных значений координат и скоростей соответственно, вычисленные с использованием данных приемника ГНСС и алгоритма БИНС. В простейшем случае, если расстояние между антенной спутникового приемника и центром измерительных осей инерциальных чувствительных элементов незначительно, вектор $\bar{\mathbf{z}}$ формируется из разницы между координатами и скоростями инерциальной и спутниковой подсистем. В противном случае необходимо учитывать «плечевой» эффект [2, 5], т.е. смещение координат и возникновение разности скоростей, связанной с вращением антенны относительно измерительного инерциального центра при сложном движении объекта.

Для учета задержки при получении спутникового решения, к вектор-столбцам разностных значений координат и скоростей, $\Delta \bar{\mathbf{r}}^n$ и $\Delta \bar{\mathbf{v}}^n$, добавляются корректирующие слагаемые. Эти слагаемые имеют вид разности между текущими

оценками значения координат и скоростей БИНС соответственно и оценками этих величин в момент времени, ближайший к времени для которого получено спутниковое навигационное решение. Т.е. добавляем к разностным значениям координат и скоростей, полученным с помощью БИНС и спутникового приемника, приращения координат и скоростей, оцененных с помощью БИНС за время задержки. Также необходимо обновить элементы матрицы ковариации измерений, добавив к ним ковариации использованных оценок параметров БИНС, которые находятся на соответствующих диагональных позициях матрицы ковариации системы. Для осуществления вышеописанного, необходимо хранить в памяти историю координатных и скоростных оценок и соответствующих элементов ковариационной матрицы ФК. Длина хранимой истории должна перекрывать максимальную для используемого спутникового приемника задержку.

Обновленный вектор измерения и вектора дисперсии шума измерений будут иметь вид:

$$\bar{z}_k = \left[\left(\Delta \bar{r}_k^n + \bar{r}_k^n - \bar{r}_i^n \right)^T \left(\Delta \bar{v}_k^n + \bar{v}_k^n - \bar{v}_i^n \right)^T \right]^T, \quad (5)$$

$$\sigma_{\Delta r}^2 = \sigma_{r, ГНС}^2 + \text{diag}(\mathbf{p}_{\delta r}^k) + \text{diag}(\mathbf{p}_{\delta r}^i), \quad (6)$$

$$\sigma_{\Delta v}^2 = \sigma_{v, ГНС}^2 + \text{diag}(\mathbf{p}_{\delta v}^k) + \text{diag}(\mathbf{p}_{\delta v}^i), \quad (7)$$

где индекс k соответствует текущей итерации ФК, а индекс i – итерации, ближайшей к времени для которого получено спутниковое решение (т.е. текущее время минус время задержки);

\bar{r}^n и \bar{v}^n – вектора оценок координат и скоростей БИНС соответственно;

$\sigma_{\Delta r}^2$ и $\sigma_{\Delta v}^2$ – вектора дисперсии шума разностных координатных и скоростных измерений соответственно;

$\sigma_{r, ГНС}^2$ и $\sigma_{v, ГНС}^2$ – вектора дисперсии шума координатных и скоростных измерений спутникового приемника соответственно;

$\mathbf{p}_{\delta r}$ и $\mathbf{p}_{\delta v}$ – части матрицы ковариации системы, содержащие ковариацию векторов ошибок определения координат и скоростей с помощью БИНС соответственно;

$\text{diag}(\)$ – оператор получения вектора из диагональных элементов матрицы.

Матрица наблюдения строится на основании вычисления якобиана после линеаризации уравнений измерения [1-3]:

$$\mathbf{H} = \frac{\partial h(\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{z}}, \bar{\mathbf{p}})}{\partial \bar{\mathbf{z}}}, \quad (8)$$

где $h(\bar{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{z}}, \bar{\mathbf{p}})$ – уравнения измерений, которые описывают связь компонент вектора измерений с компонентами вектора состояния ФК;

$\bar{\mathbf{p}}$ – вектор-столбец параметров (текущее значение навигационных параметров и т.д.).



Проверка предложенного алгоритма

С целью проверки эффективности предложенного алгоритма проведено моделирование поведения системы с использованием математического пакета Matlab для различных режимов движения высокоскоростного объекта (средняя скорость движения выбрана равной 300 м/с). Используемая навигационная информация представлена в виде идеальных измерений и аддитивных ошибок. Ошибки инерциальных датчиков имеют вид суммы: систематической составляющей, экспоненциально коррелированного шума и гауссова белого шума. Численные значения шумовых параметров, использованные при моделировании и приведенные в таблице 1, соответствуют инерциальной подсистеме тактического класса точности [1, 2]. Ошибки спутникового приемника представлены случайной составляющей: сумма экспоненциально коррелированного шума (СКО 4 м, время корреляции 1100 с) и гауссова белого шума (СКО для координат 4 м, для скорости 0,1 м/с) [5]. Частота поступления измерений инерциальной подсистемы равна 500 Гц. Частота обновления спутникового навигационного решения равна 10 Гц, задержка получения – 50 мс. Усредненные для серии запусков модели результаты представлены в таблице 2. В той же таблице для сравнения представлены результаты работы алгоритма базовой ИСНС без учета задержки получения спутникового решения.

Таблица 1 - Шумовые параметры

| Величина | Значение | |
|---|----------|-----------------------|
| | Гироскоп | Акселе-рометр |
| СКО белого шума | 10 °/ч | 0,03 м/с ² |
| Систематическая составляющая | 2 °/ч | 0,02 м/с ² |
| СКО экспоненциально-коррелированного шума | 1 °/ч | 0,01 м/с ² |
| Время корреляции | 2 ч | 2 ч |

Таблица 2 - Усредненные результаты моделирования

| Величина | Среднеквадратичное значение ошибки определения величины | |
|---------------------------|---|--------------------------------|
| | Базовый алгоритм ИСНС | Модифицированный алгоритм ИСНС |
| Координаты в плоскости, м | 12,3 | 1,9 |
| Высота, м | 6,7 | 2,2 |
| Скорость, м/с | 0,04 | 0,01 |
| Углы крена и тангажа, ° | 0,03 | 0,02 |
| Угол курса, ° | 0,09 | 0,07 |

Результаты проверки предлагаемого алгоритма демонстрируют снижение ошибки оценок координат и скоростей в 3-6 раз по сравнению с базовым алгоритмом для ИСНС высокоскоростного объекта, где наличие некомпенсированной временной

задержки при расчете навигационного решения ГНСС ведет к существенной погрешности оценки навигационных параметров.

Литература

1. Матвеев, В.В. Основы построения бесплатформенных инерциальных навигационных систем / В.В. Матвеев, В.Я. Распопов; под общ. ред. В.Я. Распопова. СПб: Электроприбор, 2009. 280 с.
2. Shin, E.-H. Estimation Techniques for Low-Cost Inertial Navigation: PhD dissertation / E.-H. Shin. Alberta: Department of Geomatics Engineering Calgary, 2005. 206 p.
3. Козадаев, К.В. Алгоритм повышения точности слабосвязанной инерциально-спутниковой навигационной системы на основе фильтра Калмана для ошибок БИНС / К.В. Козадаев, А.Е. Макаренко // Электроника инфо. 2015. №9 (123). С. 45-48
4. Savage, P.G. Strapdown analytics. Part 1 / P.G. Savage. Minnesota: Inc. Maple Plain, 2000. 1619 p.
5. Sveinsson, A. INS/GPS Error Analysis and Integration: M.Sc. research thesis / A. Sveinsson. School of Science and Engineering at Reykjavik University, 2012. 114 p.



А.А. Спиридонов, ст. преподаватель кафедры физики
и аэрокосмических технологий,
Белорусский государственный университет

В.А. Саечников, зав. кафедрой физики
и аэрокосмических технологий,
Белорусский государственный университет

И.А. Шалатонин, ст. преподаватель кафедры
телекоммуникаций и информационных технологий,
Белорусский государственный университет

ЛАБОРАТОРНАЯ ОТРАБОТКА БОРТОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ НАНО И ПИКОСПУТНИКОВ

Современный сверхмалый космический аппарат (СМКА) немалым без применения новейших информационных технологий в составе бортовой и научной аппаратуры. Разработка подобных аппаратов может быть выполнена специалистами владеющими современной схмотехникой, знаниями и навыками в области построения системами управления и сбора и передачи информации. Подготовка данной категории специалистов предполагает создание соответствующих программно-аппаратных и методического обеспечений. Одним из эффективных путей подготовки студентов, специализирующихся в ракетно-космической отрасли является их практическое участие в учебных и реальных космических проектах.

В рамках работ, выполняемых в Белгосуниверситете по программе Мониторинг-СГ разработаны программно-аппаратные средства для лабораторной отработки (ПАС ЛО) бортовой аппаратуры нано и пикоспутников и обучения специалистов аэрокосмической отрасли. В состав ПАС ЛО входят: комплекс дистанционного управления космическим аппаратом (КДУ); имитатор космического аппарата (КА); программно-информационный комплекс отработки бортовых систем и научной аппаратуры; автоматизированное рабочее место (АРМ) оператора анализа и управления космическим аппаратом, АРМ оператора навигационно-баллистического обеспечения полета космического аппарата, АРМ оператора технической поддержки, АРМ оператора обработки информации телеметрии и целевой аппаратуры космического аппарата.

Комплекс дистанционного управления решает задачи оперативно-технического руководства работами по приему и обработке телеметрической и научной информации реальных СМКА, управления имитатором КА, проведения обучения специалистов в режиме имитации в различных временных масштабах, отработке и испытаний аппаратных и программных средств управления полетами, бортовой аппаратуры и научных приборов КА. Комплекс дистанционного управления космическим аппаратом включает в себя модернизированное оборудование радиолобительской станции БГУ (трансивер IC-9100; модемно-согласующее устройство; антенно-фидерные устройства, управляющий компьютер с программным обеспечением; источник бесперебойного питания UPS); мобильные модули КДУ (основной и резервный) для отработки оборудования совместно с имитатором КА.

Имитатор космического аппарата предназначен для: отработки функциональных модулей и узлов бортовой и обеспечивающей аппаратуры СМКА;

отработки оборудования наземного комплекса управления космическим аппаратом; отработки научной аппаратуры СМКА, научных экспериментов; обучения специалистов аэрокосмической отрасли; отработки линии радиосвязи с космическим аппаратом; проверки и отработки эксплуатационной документации.

Имитатор космического аппарата выполнен на нерадиационно-стойкой элементной базе и включает в себя все основные бортовые системы реального сверхмалого КА: корпус; бортовой компьютер для системы управления обработки информации и телеметрии имитатора; радиотехнический комплекс (приёмопередатчики команд управления и телеметрии имитатора; приёмопередающие антенны); систему электроснабжения (контроллер системы управления энергопитанием, источники электроэнергии); систему ориентации и стабилизации (датчики ориентации и навигации, исполнительные органы).

Основные функциональные модули имитатора космического аппарата расположены на электронных печатных платах и выполнены по стандарту CubeSat. Этот стандарт предполагает, что все основные платы электронных модулей выполнены в одном форм-факторе и могут объединяться в стек с помощью разъемов PC-104. Назначение контактов в этом разъеме тоже стандартизировано и позволяет организовать несколько интерфейсных шин управления или обмена данными (UART, CAN, I²C и т.д.) и несколько шин питания между соединяемыми модулями – батарейное питание, вторичные напряжения питания.

Имитатор КА работает в следующих режимах: аварийный – режим, в который он автоматически переходит при аппаратном сбое; минимальное энергопотребление – режим, при котором передаются только основная телеметрия бортовых систем (переход осуществляется при низком заряде аккумуляторных батарей); номинальный (штатный) режим – основной режим работы; режим работы с обрабатываемым оборудованием.

Были проведены испытания основных систем ПАС ЛО, в ходе которых решались следующие задачи: проверка работоспособности систем и основных функциональных возможностей имитатора КА и КДУ; сбор и передача по радиоканалам телеметрической информации о параметрах работы бортовых систем; проверка возможности управления имитатором космического аппарата по радиоканалу от КДУ; проверка возможности отработки надёжности, работоспособности и живучести бортового оборудования космического аппарата и аппаратуры целевой нагрузки СМКА.

Для системы энергоснабжения проводилась проверка ее характеристик и функционирования совместно с бортовыми системами имитатора при питании от сети и от химических батарей на основных режимах работы. Была проверена возможность передачи телеметрии системы энергоснабжения на примере передачи текущего напряжения аккумуляторных батарей. В панели посылы команд в ручном режиме на панели управления имитатором графического интерфейса пользователя (ГИП) КДУ устанавливались команды «перехода имитатора КА в номинальный режим» и «режим работы с обрабатываемым оборудованием», отправлялись по радиоканалу на имитатор КА. После выполнения данной команды от имитатора приходил короткий ответный пакет о выполнении команды, в окне содержания пакетов телеметрии ГИП КДУ отображалась необработанная телеметрия и обработанная телеметрия бортовых систем. На закладке «электроснабжение» можно



было наблюдать, полученное от имитатора КА текущее напряжение аккумуляторных батарей, как показано на рисунке 1.

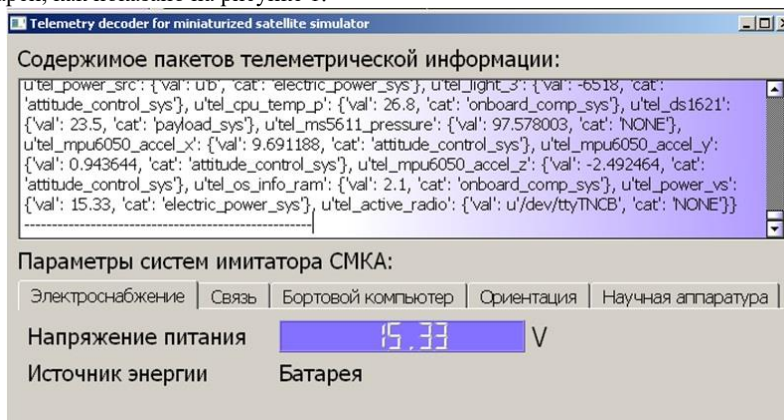


Рисунок 1 - Графическое окно ПО КДУ имитатора: текущее напряжение аккумуляторных батарей

Также данные посылались в Интернет на удаленный сервер - сайт данных бортовой аппаратуры имитатора и обрабатываемого оборудования, как показано на рисунке 2.

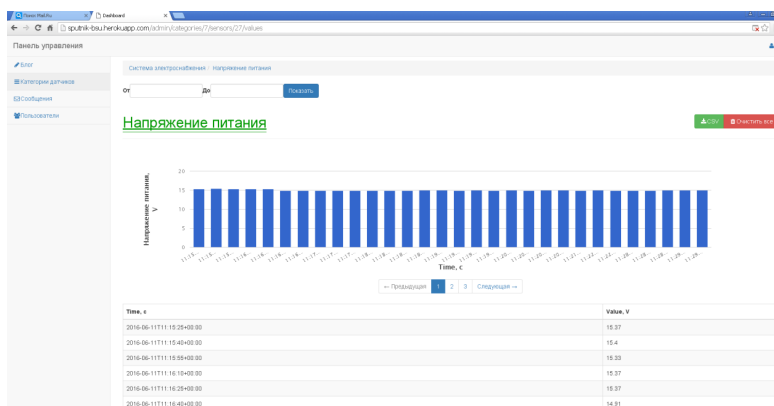


Рисунок 2 - Напряжение аккумуляторных батарей имитатора КА, отображенное на удаленном сервере - сайте данных бортовой аппаратуры имитатора и обрабатываемого оборудования

Была осуществлена проверка сбора, обработки информации и формирование кадров передачи информации по радиоканалу от бортовых систем имитатора КА. Для проверки функционирования системы ориентации и стабилизации и ПО имитатора и

КДУ были выбраны датчик температуры DS1621, фоторезистивный датчик освещенности, модуль гироскопа и акселерометра MPU6050, модуль магнетометра HMC5883L, датчика атмосферного давления MS5611. Через интерфейсы датчики были подключены к имитатору КА. С помощью управляющих команд посылаемых от КДУ были установлены время и дата выполнения посылаемых команд, произведен выбор типа приемопередатчика, установлено дата и время на имитаторе КА, выбран номинальный режим работы имитатора. Команды управления по радиоканалу были посланы на имитатор космического аппарата.

С помощью команды «перехода имитатора КА в номинальный режим работы», передаваемого от модуля КДУ, были получены от датчиков данные (проверка информационного обмена с обрабатываемой аппаратурой), осуществлена временная привязка команд и параметров к бортовому времени и сформированы кадры для передачи информации по радиоканалу. Данные передавались на КДУ по радиоканалу телеметрической информации и через Интернет с удаленного сервера - сайта данных бортовой аппаратуры имитатора и обрабатываемого оборудования.

На рисунке 3 представлено графическое окно ПО КДУ имитатора: отображение пакетов принятой необработанной телеметрии и данные по датчикам системы ориентации.

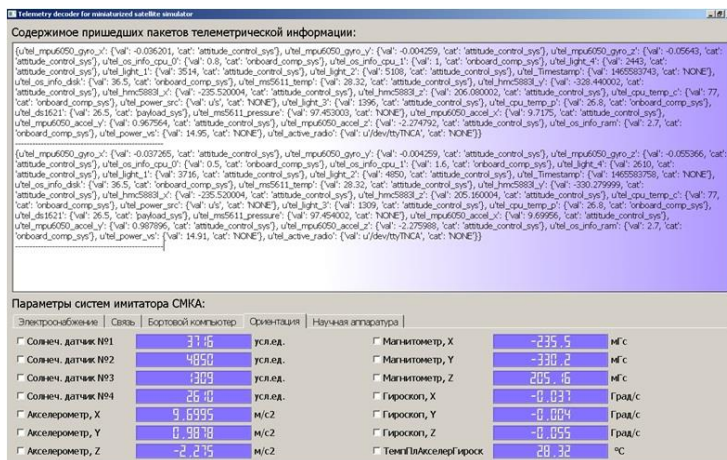


Рисунок 3 - Графическое окно ПО КДУ имитатора космического аппарата: отображение пакетов принятой необработанной телеметрии и данные по датчикам системы ориентации

На рисунке 4 представлено графическое окно ПО КДУ имитатора космического аппарата: отображение пакетов принятой необработанной телеметрии и данные по работоспособности бортовых систем - системы управления, сбора и обработки данных на основе промышленного компьютера СМ-720, выполняющего роль бортового компьютера.

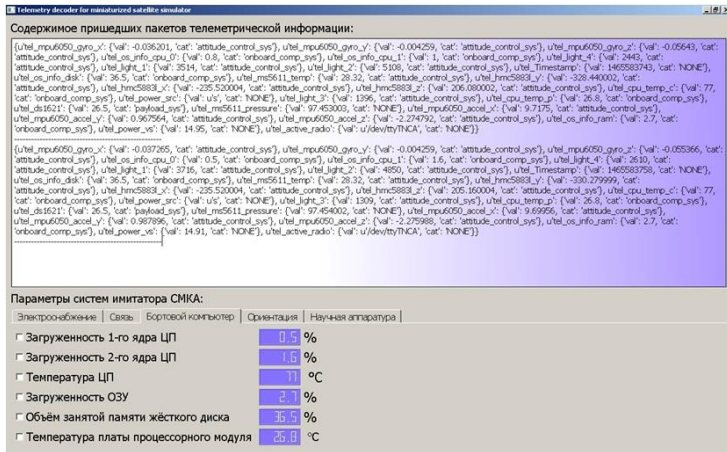


Рисунок 4 - Графическое окно ПО КДУ имитатора космического аппарата: отображение пакетов принятой необработанной телеметрии и данные по работоспособности бортовых систем.

На рисунках 5-6 представлены окна сайта данных бортовой аппаратуры имитатора и обрабатываемого оборудования.

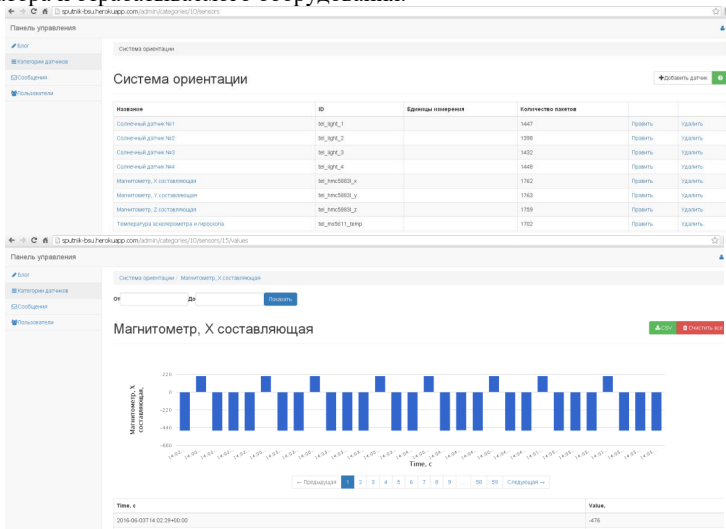


Рисунок 5 - Данные по датчикам системы ориентации имитатора КА, отображенное на удаленном сервере - сайте данных бортовой аппаратуры имитатора и обрабатываемого оборудования на примере магнитометра.

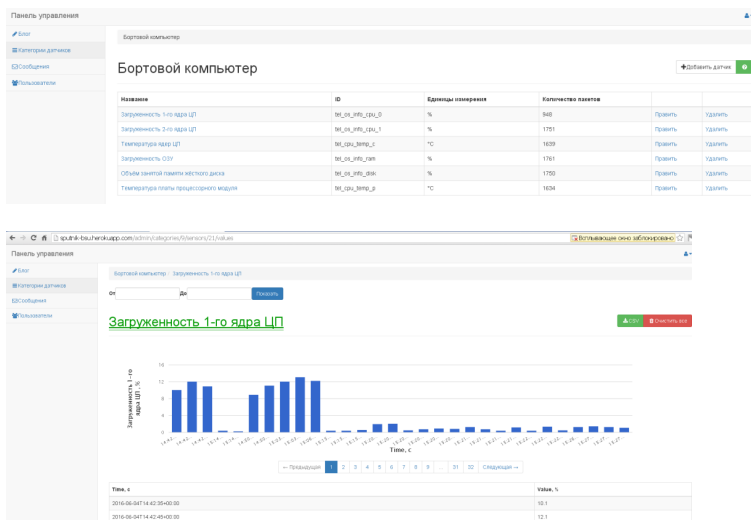


Рисунок 6 - Данные бортового компьютера, отображенные на удаленном сервере - сайте данных бортовой аппаратуры имитатора и отработываемого оборудования.

Отработка управления и приема информации с реального СМКА проводилась комплексом дистанционного управления космическим аппаратом на основе модернизированного оборудования радиолобительской станции БГУ. Перед началом сеанса приема и обработки телеметрии сверхмалого космического аппарата (СМКА) с помощью программного обеспечения (ПО) баллистико-навигационного обеспечения рассчитывались сеансы связи с СМКА.

Рассмотрим прием и обработку телеметрии на примере наноспутника: Grifex. На рисунках 7-8 показаны рабочие окна расчета сеансов связи для наноспутника Grifex.

Этот спутник был разработан в университете г. Мичиган (США) и запущен 31.01.2015 г. Параметры: солнечно-синхронной орбиты Grifex: $i = 99.1137^\circ$, $\Omega = 214.8623^\circ$, $w = 23.4632^\circ$, $e = 0.0144148$, $a = 6907.1$ км показаны на рисунке 7. На рисунке 8 показаны расчеты сеансов радиосвязи на период 01.03.2016-03.03.2016. Grifex передает телеметрию на частоте 437.485 МГц, выходная мощность передатчика около 1 Вт, с использованием GMSK модуляции и протокола пакетной связи AX.25, скорость передачи 9.6 Кбит/с.

После расчета сеансов радиосвязи в заданный интервал времени на управляющем компьютере включалась программы слежения, управления поворотными устройствами и приема телеметрии. Задавались параметры слежения и приема. На рисунке 9 показан фрагмент файла grifex.kss необработанной телеметрии, прием телеметрии наноспутника Grifex проводилась антенными системами диапазона 435-445 МГц с помощью трансивера IC-9100 2 марта 2016 г. в период



времени от 21 ч 29 мин до 21 ч 34 мин. Сырая необработанная телеметрия записывалась на управляющий компьютер КДУ в файл grifex.kss.

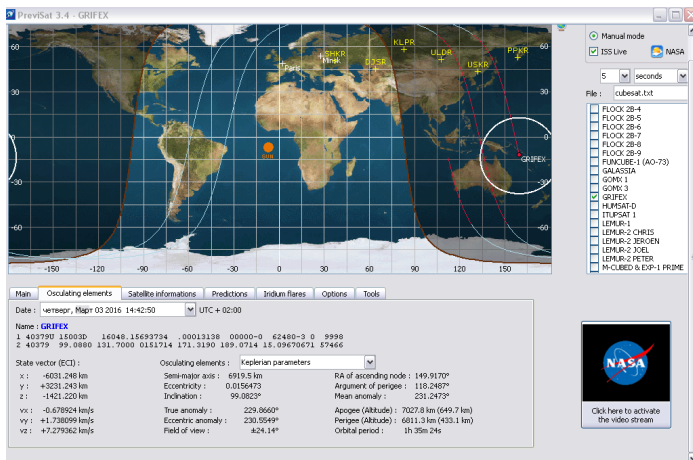


Рисунок 7 - Параметры: солнечно-синхронной орбиты наноспутника Grifex

PreviSat 3.4 - Predictions of satellite passes

Save

Text file Predictions of passes

PreviSat 3.4 / Astropedia (c) 2005-2014

Location : Minsk 027°33'52" East 53°54'27" North 0 m

Timezone : Local time

Conditions of observations : Maximal elevation of the Sun = 0°

Range unit : Km

Minimal elevation of the satellite = 10°

Age of the TLE : 13.37 days (at 03/01/2016 14:37:00)

GRIFEX

| Date | Hour | Set | Altitude | Sat Elev | RA Sat | Decl Sat | Const | Magn | Altitude | Range | Sun Azia | Sun Elev |
|------------|----------|------------|-----------|-----------|------------|----------|-------|-------|----------|------------|------------|----------|
| 2016/03/01 | 21:38:00 | 115°46'36" | 15°06'49" | 12h10m12s | -02°05'56" | Vic | ???? | 520.5 | 1451.1 | 309°14'47" | -32°50'55" | |
| 2016/03/01 | 21:39:00 | 100°57'46" | 22°03'33" | 12h42m16s | +11°51'00" | Vic | ???? | 514.6 | 1151.4 | 309°50'33" | -32°57'44" | |
| 2016/03/01 | 21:40:00 | 076°06'30" | 28°01'01" | 13h42m21s | +30°17'38" | Cva | ???? | 508.9 | 970.6 | 309°46'20" | -33°04'31" | |
| 2016/03/01 | 21:41:00 | 045°00'42" | 27°16'50" | 13h34m16s | +47°46'32" | Boo | ???? | 503.3 | 978.8 | 310°02'10" | -33°11'17" | |
| 2016/03/01 | 21:42:00 | 021°18'13" | 20°29'37" | 17h55m18s | +52°50'42" | Dca | ???? | 497.8 | 1172.3 | 310°18'02" | -33°18'02" | |
| 2016/03/01 | 21:43:00 | 007°20'43" | 13°20'48" | 18h29m46s | +49°01'36" | Cyr | ???? | 492.5 | 1480.0 | 310°33'57" | -33°24'44" | |
| 2016/03/01 | 23:12:00 | 201°42'52" | 14°26'22" | 08h13m29s | -19°10'40" | Pup | ???? | 528.5 | 1503.2 | 336°40'58" | -41°10'24" | |
| 2016/03/01 | 23:13:00 | 214°36'38" | 21°40'06" | 07h30m33s | -08°45'22" | Mon | ???? | 522.6 | 1179.9 | 337°40'13" | -41°13'52" | |
| 2016/03/01 | 23:14:00 | 237°25'32" | 29°17'10" | 06h33m40s | +06°48'52" | Mon | ???? | 516.7 | 954.2 | 337°19'29" | -41°17'17" | |
| 2016/03/01 | 23:15:00 | 270°39'26" | 31°09'31" | 05h02m12s | +25°04'48" | Tau | ???? | 510.9 | 904.1 | 337°38'47" | -41°20'39" | |
| 2016/03/01 | 23:16:00 | 299°03'17" | 24°33'28" | 03h41m24s | +36°53'16" | Pec | ???? | 505.3 | 1055.5 | 337°58'07" | -41°23'58" | |
| 2016/03/01 | 23:17:00 | 315°45'52" | 16°26'16" | 01h47m05s | +39°18'27" | And | ???? | 499.8 | 1341.7 | 338°17'29" | -41°27'15" | |
| 2016/03/02 | 01:29:00 | 114°04'39" | 10°58'44" | 12h19m46s | -04°45'43" | Vic | ???? | 516.3 | 1681.3 | 307°10'30" | -31°29'40" | |
| 2016/03/02 | 01:30:00 | 102°07'00" | 16°24'08" | 12h47m00s | +06°17'24" | Vic | ???? | 510.5 | 1386.9 | 307°25'55" | -31°36'41" | |
| 2016/03/02 | 01:31:00 | 083°11'30" | 21°45'02" | 13h33m24s | +21°21'54" | Boo | ???? | 504.9 | 1142.7 | 307°41'22" | -31°43'40" | |
| 2016/03/02 | 01:32:00 | 057°20'38" | 23°43'58" | 14h53m50s | +38°02'24" | Boo | ???? | 499.4 | 1068.8 | 307°56'52" | -31°50'38" | |
| 2016/03/02 | 01:33:00 | 032°32'10" | 20°13'00" | 16h05m33s | +48°11'01" | Hec | ???? | 494.1 | 1174.7 | 308°12'23" | -31°57'38" | |
| 2016/03/02 | 01:34:00 | 015°15'45" | 14°18'05" | 18h57m33s | +48°37'03" | Dca | ???? | 488.9 | 1420.9 | 308°27'37" | -32°04'30" | |
| 2016/03/02 | 03:03:00 | 191°21'30" | 13°12'55" | 08h49m47s | -22°10'50" | Fyx | ???? | 524.3 | 1560.3 | 334°01'01" | -40°15'53" | |
| 2016/03/02 | 03:04:00 | 200°52'52" | 20°59'06" | 08h10m41s | -12°59'24" | Pup | ???? | 518.3 | 1196.2 | 334°19'53" | -40°19'43" | |
| 2016/03/02 | 03:05:00 | 219°43'13" | 31°21'37" | 07h27m13s | +01°55'34" | Chi | ???? | 512.5 | 902.5 | 334°38'48" | -40°23'30" | |
| 2016/03/02 | 03:06:00 | 256°35'21" | 38°49'14" | 05h57m26s | +23°35'07" | Gem | ???? | 506.8 | 767.4 | 334°57'44" | -40°27'15" | |
| 2016/03/02 | 03:07:00 | 294°27'39" | 32°06'33" | 03h47m15s | +40°03'33" | Pec | ???? | 501.3 | 869.5 | 335°16'42" | -40°30'57" | |
| 2016/03/02 | 03:08:00 | 316°06'02" | 21°06'11" | 01h54m10s | +43°23'20" | And | ???? | 495.9 | 1147.0 | 335°35'42" | -40°34'37" | |

Рисунок 8 - Расчеты сеансов радиосвязи на период 01.03.2016-03.03.2016 наноспутника Grifex



```
0x00: 7E AA 92 40 40 40 40 62 9E F4 64 86 AA 84 61 03  M'@@@@@b!d!l!a.
0x10: F0 ED EE EE 5C C2 C2 6A E7 C2 E8 D2 D2 5C C2 C2  8iii\AAjçAe00\AA
0x20: EA 5C C8 D6 48 5A 40 9E B4 64 86 AA 84 14 84 C2  e\EOHZ0!d!l!l!
0x30: E8 74 70 5C 68 AC 14 A6 AE 74 88 8C 98 16 98 82  ètp\h-.|@t!l!l!
0x40: A6 B8 40 90 82 9A 74 5A 5A 5A 5A 14 88 CA  |_@!l!tZZZZZ. lÈ
0x50: DC 40 9E C4 CA D8 E6 D6 CA 40 8C C2 DA D2 D8 D2  U@lAE0w0È@lAU00l
0x60: CA CC DE DC C8 40 14 3C 00 00 00 F0 00 00 00 00  Èl>UE<...s...s
0x70: 00 00 00 DA 52 D5 52 3B 31 B8 30 00 50 03 46 02  ...ÜRÖR:1,0.P.F.
0x80: 7C 0D F8 04 D0 05 40 1F 50 17 F0 15 20 77 E0 75  |.ø.D.@.P.s. wau
0x90: A0 2A E0 60 40 65 C0 6C 40 6E C0 D7 40 41 80 8F  *'@eAl@nA@Al
0xA0: 01 BD 01 C3 01 C9 01 00 00 00 00 00 00 00 00 00  .% .Å .È .....
0xB0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00  .....
0xC0: 00 00 00 80 01 00 00 13 00 00 00 00 00 00 2B BE  ...l .....+&
0xD0: 7E ~
```

Рисунок 9 - Фрагмент файла grifex.kss необработанной телеметрии
наноспутника Grifex

Затем нужно проводилась первичная инициализация протокола обмена, валидация принятых пакетов, распознавание структуры пакетов, извлечение информации о работе датчиков и приборов, структурирование, привязка ко времени. После чего информация записывалась в базу данных «сырой» телеметрии. Обработка заканчивалась формированием результатов, содержащих информацию о физических значениях параметров телеметрической информации, привязанных к шкале времени.

Программой декодера телеметрии наноспутника grifex.exe декодировались полученные пакеты телеметрии. На рисунке 10 показана декодированная телеметрия на период 02.03.2016 (время приема от 21 ч 29 мин до 21 ч 34 мин.).

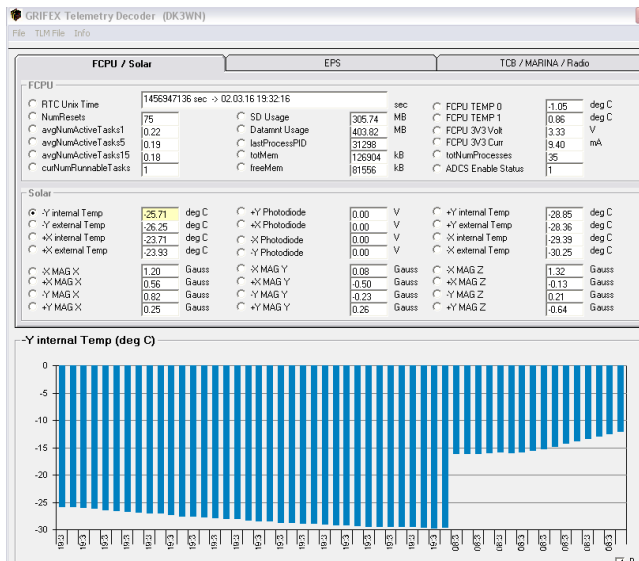


Рисунок 10 - Декодированная телеметрия наноспутника Grifex на период
02.03.2016 (время приема от 21 ч 29 мин до 21 ч 34 мин)



Затем проводилась вторичная обработка телеметрии. Вторичная обработка ставит своей целью выделение смыслового содержания в результатах первичной обработки, связанного с оцениванием и идентификацией технического и функционального состояния бортовых подсистем и КА в целом. Исходную телеметрию извлекают из базы данных для проведения вторичной обработки, которая обычно предполагает удобное представление данных для анализа, по возможности их визуализацию, совместную обработку по соответствующим алгоритмам и последующий анализ для принятия решений по продолжению отработки и проведения эксперимента. Обработанная телеметрия структурируется, привязывается ко времени, к орбитальным координатам, при возможности сравнивается с модельными значениями (например, данные магнитометра, датчика Солнца) и записывается в базу данных обработанной телеметрии. Кроме того она передается в АРМ оператора анализа и управления космическим аппаратом для оперативного анализа структурно-параметрических отклонений состояния бортовых систем, обрабатываемого оборудования и анализа выполнения плана эксперимента по отработке.

На рисунке 11 представлены элементы вторичной обработки телеметрии - данные магнитометра наноспутника Grifex, привязанные ко времени на период 03.03.2016

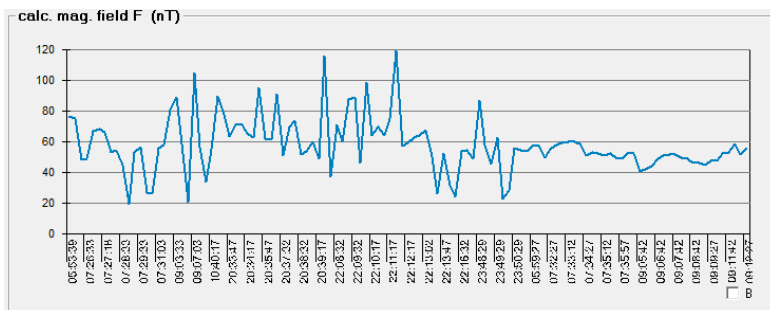


Рисунок 11 - Графическое представление данных магнитометра наноспутника Grifex, привязанные ко времени на период 03.03.2016

Экспериментальная проверка подтвердила, что измеренные значения и функциональные возможности имитатора космического аппарата и КДУ соответствуют требуемым значениям технического задания. Были разработаны и внедрены в учебный процесс БГУ лабораторные работы: «Система телеметрического контроля СМКА. Прием и обработка телеметрии СМКА»; «Учебный КДУ СМКА. Структура, принцип работы. Прием и декодирование информации»; «Имитатор КА. Архитектура построения. Система управления, сбора и обработки информации» для подготовки специалистов аэрокосмических специальностей. Спроектированный и реализованный имитатор СМКА и комплекс дистанционного управления планируется использовать как при отработке бортовых систем и полезной нагрузки

нано- и пикоспутников, так и при подготовке специалистов на кафедре физики и аэрокосмических технологий БГУ.

Разработка экспериментальных программно-аппаратных средств для лабораторной отработки комплексов управления, функциональных модулей и узлов бортовой и обеспечивающей аппаратуры нано и пикоспутников ДЗЗ является перспективным и инновационным для Республики Беларусь направлением космической деятельности. Это позволит самостоятельно проводить отработку управления, приема и обработки телеметрической информации и данных научной аппаратуры сверхмалых космических аппаратов, отрабатывать регламентные работы с КА, проводить эксперименты по отработке надёжности, работоспособности и живучести бортового оборудования КА, аппаратуры целевой нагрузки и наземного комплекса, подготовку и переподготовку специалистов аэрокосмической отрасли.



А.А. Спиридонов, ст. преподаватель кафедры физики и аэрокосмических технологий, Белорусский государственный университет

В.А. Сачников, зав. кафедрой физики и аэрокосмических технологий, Белорусский государственный университет

И.А. Шалатонин ст. преподаватель кафедры телекоммуникаций и информационных технологий, Белорусский государственный университет

НАВИГАЦИОННО-БАЛЛИСТИЧЕСКОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ПОЛЕТА СВЕРХМАЛОГО КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

В ходе выполнения НИР программы Союзного государства Мониторинг-СГ в Белорусском государственном университете разрабатывается программно-аппаратный комплекс отработки сверхмалых космических аппаратов, который будет предназначен для отработки управления малыми и сверхмалыми космическими аппаратами, проведение экспериментов по отработке надёжности, работоспособности и живучести оборудования комплекса управления, бортового оборудования и аппаратуры целевой нагрузки.

Основу системы навигационно-баллистического обеспечения полета программно-аппаратного комплекса отработки составляет автоматизированное рабочее место (АРМ) оператора навигационно-баллистического обеспечения полета космического аппарата. Система решает задачи отработки приема и обработки баллистико-навигационной информации для определения положения центра масс и углового положения космического аппарата (КА); прогнозирования параметров движения центра масс и элементов орбиты КА; прогнозирования параметров углового движения КА; моделирования траектории полета и зон радиовидимости наземных средств; обеспечения АРМ оператора обработки информации телеметрии, АРМ оператора анализа и управления космическим аппаратом стандартной баллистической информацией; отработки выдачи в АРМ оператора анализа и управления космическим аппаратом баллистико-навигационной информации.

При отработке навигационно-баллистического обеспечения полета КА можно выделить два направления: отработка проектной баллистики и отработка баллистики планирования и проведения операций управления КА. Состав задач проектной баллистики обусловлен необходимостью определить сам облик аппарата и основные требования к системам аппарата.

Функциональная схема отработки проектной баллистики представлена на рисунке 1. В ходе проектирования КА проводится анализ: миссии КА; состава бортового оборудования и целевой аппаратуры КА; начальных данных о параметрах орбиты; начальном условии ориентации и угловой скорости КА; заданного временного интервала моделирования задачи; требуемой точности определения параметров орбиты; требуемой точности ориентации; поставленной задачи проектной баллистики.

После чего задаются различные модели околоземного пространства, движения КА, бортовых систем КА, модели аварийной и внештатной ситуации. Наиболее существенными из них являются: модели околоземного пространства; модели движения КА (модель движения центра масс КА, модель движения относительно

центра масс КА); модели бортовых систем КА; модели аварийной и внештатной ситуации (отказ телеметрической радиолинии; отказ программного обеспечения бортового компьютера; отказ программного обеспечения системы ориентации и стабилизации; отказ датчиков точной ориентации; отказ исполнительных органов).

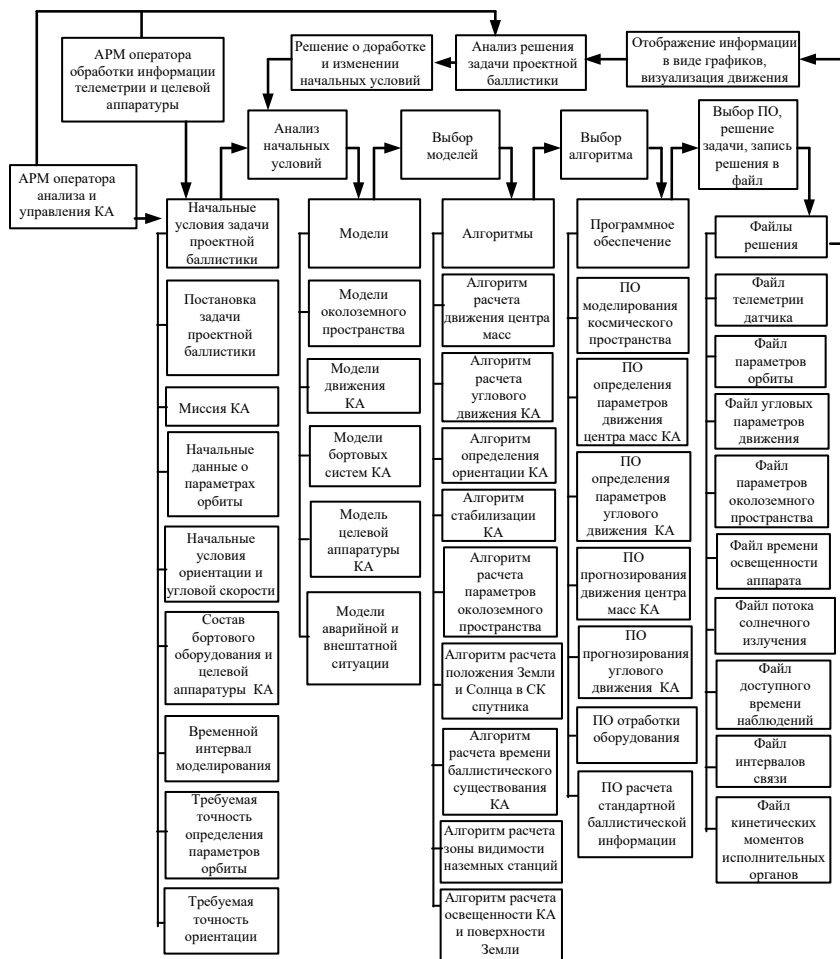


Рисунок 1 - Функциональная схема отработки проектной баллистики

Затем на основе выбранных моделей определяются алгоритмы решения конкретной задачи проектной баллистики и программное обеспечение ее численной реализации задачи. Завершающими этапами является запись решения в файлы (например, файл телеметрии датчика; файл параметров орбиты; файл угловых параметров движения; файл доступного времени наблюдений; файл интервалов



связи; файл кинетических моментов исполнительных органов и т.д.), отображение информации в виде графиков, визуализация движения и анализ решения задачи проектной баллистики. После чего принимается решение о доработке и изменении начальных условий, составе и параметрах бортового оборудования и целевой аппаратуры, моделей, алгоритмов, программного обеспечения.

На рисунке 2 показаны результаты обработки ПО прогнозирования движения центра масс наноспутника Grifex по модели упрощенного возмущенного движения (зеленые линии) и сравнение с данными ПО прогнозирования движения центра масс КА по модели возмущенного движения модели SGP4 программы Previsat (красные линии). Входные данные для ПО задаются в формате TLE. Орбитальные параметры наноспутника на время начала моделирования угловая скорость вращения $\omega = 94.8866$ рад/день, наклонение орбиты $i = 98.0839^\circ$, долгота восходящего узла $\Omega = 174.7269^\circ$, аргумент перигея $w = 52.5103^\circ$, эксцентриситет $e = 0.0015061$. Время моделирования 4 часа.

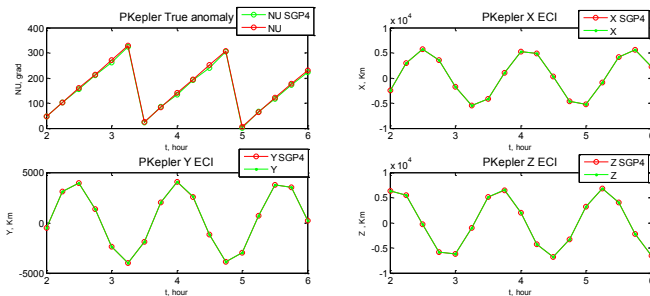


Рисунок 2 - Сравнение моделей прогнозирования движения центра упрощенного возмущенного движения и возмущенного движения SGP4

На рисунке 3 показаны результаты ошибки прогнозирования истинной аномалии (Error True anomaly), геоцентрических координат (Error X ECI, Error Y ECI, Error Z ECI) наноспутника Grifex ПО прогнозирования движения по модели упрощенного возмущенного в сравнении с ПО прогнозирования движения по модели возмущенного движения SGP4 программы Previsat.

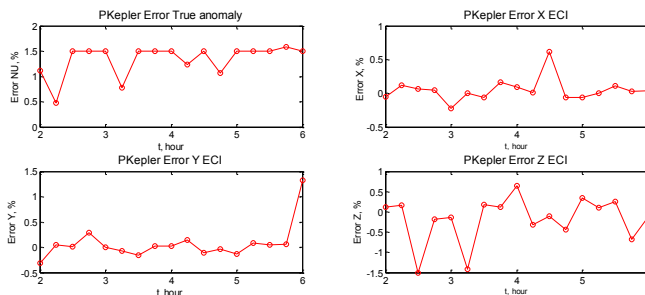


Рисунок 3 - Ошибки прогнозирования истинной аномалии, геоцентрических координат наноспутника Grifex ПО прогнозирования упрощенного возмущенного движения в сравнении с моделью возмущенного движения SGP4

Как видно из рисунков 2-3 результаты работы ПО прогнозирования упрощенного возмущенного движения могут быть применены как для качественного анализа движения центра масс сверхмалого космического аппарата так и для количественных расчетов для всего интервала времени моделирования с учетом того, что начальные данные были обновлены на начало времени моделирования. Кроме того данные работы ПО прогнозирования упрощенного возмущенного движения могут быть применены для задач слежения за КА, расчета баллистических параметров, прогнозирования движения КА.

В ходе отработки баллистики планирования и проведения операций управления КА решаются задачи навигационно-баллистического обеспечения навигационно-баллистического обеспечения (НБО) на борту имитатора космического аппарата и в АРМ навигационно-баллистического обеспечения полета КА. В систему управления, сбора и обработки данных имитатора космического аппарата записываются математические программы для решения задач НБО на борту. По входным данным, моделирующим работу датчиков ориентации и навигации определяются орбитальные параметры. А затем по вектору состояния КА система управления, сбора и обработки или АРМ навигационно-баллистического обеспечения полета КА рассчитывает необходимые навигационные параметры для работы системы навигации и ориентации.

При отработке баллистики планирования и проведения операций управления КА, как показано на рис.4, в АРМ навигационно-баллистического обеспечения полета КА из базы данных поступают TLE параметры орбиты КА, а от АРМ оператора обработки информации телеметрии и целевой аппаратуры поступают данные датчиков навигации и датчиков ориентации. После чего осуществляется расчет текущего вектора состояния и углового движения КА. Текущие навигационные параметры записываются в файл и передаются в базу данных, а также являются начальными условиями для прогноза навигационных параметров движения центра масс КА и для работы системы ориентации. Прогнозируемые навигационные параметры напрямую передаются в АРМ оператора анализа и управления КА и используются для выбора операций, интервалов и параметров управления коррекции орбиты и управления ориентацией КА. АРМ навигационно-баллистического обеспечения полета КА выдает АРМ оператора анализа и управления КА заявку на выдачу управляющих импульсов коррекции орбиты и управляющих кинематических моментов. АРМ оператора анализа и управления КА выдает пакет управляющих команд для передачи на имитатор КА совместно с прогнозируемыми навигационными параметрами, необходимых для работы системы управления ориентацией, если бортовая система не может выполнить эти функции. После отработки команд управления имитатор КА передает телеметрию датчиков навигации и ориентации, которая расшифровывается в АРМ оператора обработки информации телеметрии и целевой аппаратуры и после обработки передается в АРМ навигационно-баллистического обеспечения полета КА для проверки работы бортовой навигационной системы.

В качестве примера отработки ПО баллистики планирования и проведения операций управления КА можно проводилась отработка ПО прогнозирования навигационных параметров разрабатываемого университетского наноспутника по сигналам, принимаемым бортовым навигационным приемником. GPS приемники используются на борту сверхмалого космического аппарата как для определения



точных координат и скорости, так и для решения научных задач, например, радиозатменное зондирование ионосферы. Но из-за ограниченности энергетики спутника навигационный приемник не может работать все время на орбите (прерывистая работа в течении нескольких минут паузами, которые могут достигать нескольких часов, по причине недостаточной энергетики спутника), поэтому существенным при работе является уменьшение времени «холодного» старта.

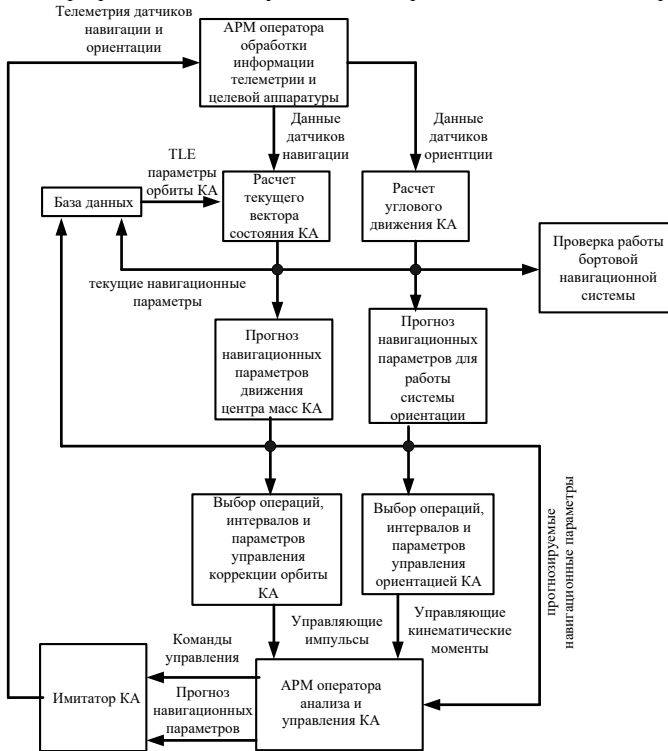


Рисунок 4 - Функциональная схема обработки баллистики планирования и проведения операций управления КА

Поиск сигнала осуществляется по задержке и доплеровскому сдвигу частот, которая увеличивается в разы по сравнению с наземным приемником, важным является вопрос предсказания диапазона этих параметров для каждого навигационного спутника в данной точке орбиты. Если для наземных потребителей диапазон значений составляет ± 5 кГц, то для низкоорбитальных космических аппаратов он имеет порядок ± 40 кГц. Поэтому численное моделирование орбит навигационного спутника и низкоорбитального сверхмалого космического аппарата и параметров навигационных сигналов является актуальной задачей. Для университетского наноспутника БГУ предполагается использовать одночастотный

навигационный приемник.

Первоначально решалась задача моделирования орбитального движения навигационных спутников системы ГЛОНАСС и GPS относительно неподвижного наземного приемника и проверка этой модели экспериментом. В качестве входных данных для модели были параметры орбиты навигационных спутников в формате TLE (так как до начала работы навигационного приемника на борту наноспутника единственный источник орбитальных данных это данные системы NORAD), координаты наземного приемника (53.903 С.Ш., 27.588 В.Д.), время начала и конца моделирования в формате UTC, совпадающее со временем проведения эксперимента. Программное обеспечение ПО прогнозирования навигационных параметров разрабатываемого университетского наноспутника по сигналам, принимаемым бортовым навигационным приемником включало: модуль орбитального движения навигационных спутников, модуль движения наземного пункта измерений (учитывалось только вращение Земли вокруг своей оси), модуль определения «сырой» навигационной информации: псевдодальности по коду и фазе несущей, доплеровского сдвига частоты, задержки сигнала на время измерения. На рис. 6 представлен график зависимости доплеровского сдвига частоты сигнала L1 ($f = 1575.42$ МГц) навигационного спутника системы GPS G1, полученный численным моделированием (синия сплошная линия) и измеренный навигационным приемником (зеленая сплошная линия с точкой).

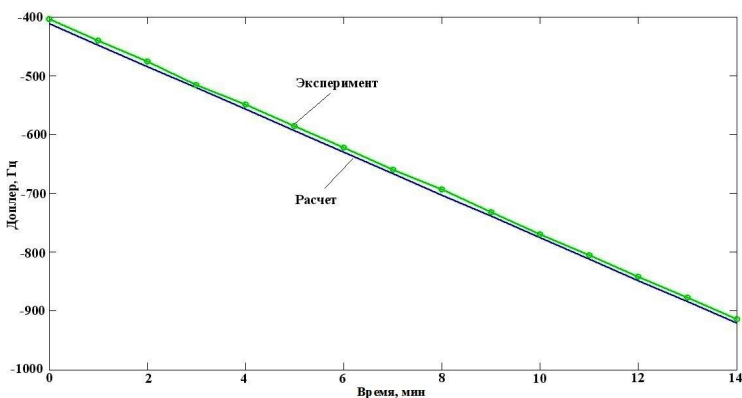


Рисунок 6 - График зависимости доплеровского сдвига частоты сигнала L1 навигационного спутника системы GPS G1

Орбитальные параметры навигационного спутника G1 (PRN 1): угловая скорость вращения $\omega = 12.6016$ рад/день, наклонение орбиты $i = 55.3291^\circ$, долгота восходящего узла $\Omega = 109.8674^\circ$, аргумент перигея $w = 30.4491^\circ$, эксцентриситет $e = 0.0058571$. Время моделирования и измерения составляло 14 минут. Ошибки моделирования псевдодальности по коду составляли до 15 километров, по доплеровского сдвига частоты – до 6 Гц, что определялось ошибками данных формата TLE, ошибками времени, ошибками моделей орбитального движения навигационных спутников и движения наземного пункта измерений. Это приемлемо для проведения



оценочных расчетов «сырой» навигационной информации, времен пролета навигационных спутников относительно наноспутника, оценки оптимального созвездия для решения навигационной задачи и других задач моделирования орбитального движения навигационных спутников системы ГЛОНАСС и GPS относительно университетского наноспутника. В качестве входных данных для модели орбитального движения навигационных спутников системы ГЛОНАСС и GPS относительно университетского наноспутника были параметры орбиты навигационных спутников и наноспутника в формате TLE, время начала и конца моделирования в формате UTC. Программное обеспечение включало: модуль орбитального движения навигационных спутников, модуль орбитального движения наноспутника, модуль определения «сырой» навигационной информации: псевдодальности по коду и фазе несущей, доплеровского сдвига частоты, задержки сигнала на время измерения, времен пролета навигационных спутников относительно наноспутника, оценки оптимального созвездия для решения навигационной задачи.

На рисунках 7-8 представлены результаты численного моделирования для навигационного спутника GPS 25 и наноспутника. На рис.7 представлен график зависимости псевдодальности по коду сигнала L1 ($f = 1575.42$ МГц) от времени. Время моделирования составляло 14 часов.

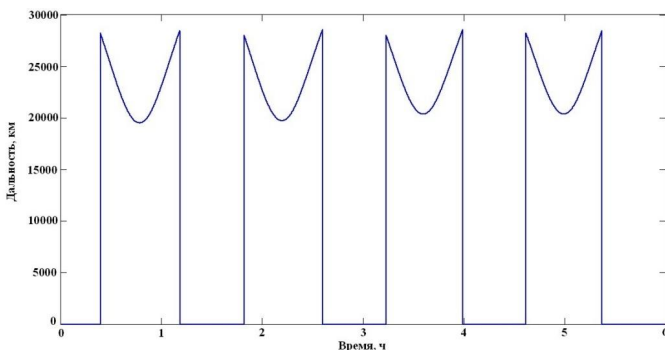


Рисунок 7 - График зависимости псевдодальности по коду сигнала L1 для навигационного спутника GPS 25 и наноспутника от времени

Орбитальные параметры наноспутника взяты исходя из предварительной оценки запуска: угловая скорость вращения $\omega = 94.8866$ рад/день, наклонение орбиты $i = 98.0839^\circ$, долгота восходящего узла $\Omega = 174.7269^\circ$, аргумент перигея $w = 52.5103^\circ$, эксцентриситет $e = 0.0015061$. Орбитальные параметры навигационного спутника G25 (PRN 25): угловая скорость вращения $\omega = 12.6010$ рад/день, наклонение орбиты $i = 56.0721^\circ$, долгота восходящего узла $\Omega = 358.4354^\circ$, аргумент перигея $w = 39.9224^\circ$, эксцентриситет $e = 0.0052704$.

Максимальная дальность между навигационным спутником и наноспутником за время моделирования составила 28558.7451 км, что соответствует задержки сигнала 0.095262 с. В моменты времени, когда дальность между навигационным спутником и наноспутником равна нулю, навигационный спутник находится «в тени Земли» относительно наноспутника и навигационный приемник не принимает

сигналы.

На рисунке 8 представлен график зависимости доплеровского сдвига сигналов L1 ($f_1 = 1575.42$ МГц) и L2 ($f_2 = 1227.6$ МГц для сравнения) для навигационного спутника GPS 25 и наноспутника от времени.

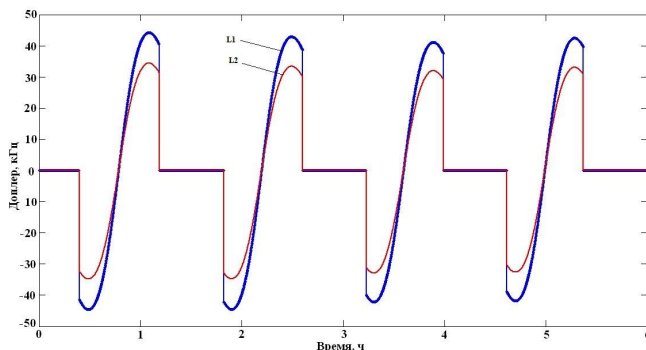


Рисунок 8 - График зависимости доплеровского сдвига сигналов L1 и L2 (для сравнения) для навигационного спутника GPS 25 и наноспутника от времени.

В моменты времени, когда доплеровский сдвиг равен нулю, навигационный спутник находится «в тени Земли» относительно наноспутника. Максимальный доплеровского сдвига сигнала L1 за время моделирования составил ± 44196.8338 Гц, а сигнала L2- ± 34439.0912 Гц, что более чем в 8 раз превосходит значения наземного приемника. Это приведет к увеличению времени поиска сигнала без дополнительных изменений алгоритма поиска.

Было проведено численное моделирование орбитального движения навигационных спутников системы ГЛОНАСС и GPS относительно неподвижного наземного приемника и проверка этой модели экспериментом. Это позволило оценить точность численной модели и возможность ее применения для космического навигационного приемника с целью предсказания «сырой» навигационной информации, в первую очередь доплеровского сдвига. Построена математическая модель орбитального движения навигационных спутников системы ГЛОНАСС и GPS относительно университетского наноспутника, которая для данного момента времени позволяет предсказать диапазон изменений доплеровского сдвига и задержки сигналов, времен пролета навигационных спутников относительно наноспутника, оценки оптимального созвездия для решения навигационной задачи, что позволит оптимизировать алгоритм поиска, уменьшить время холодного старта приемника.

Обработка навигационно-баллистического обеспечения полета сверхмалого космического аппарата позволит повысить надёжность, работоспособность и живучесть бортового оборудования и целевой аппаратуры, повысить точность алгоритмов прогнозирования движения космического аппарата, определения его углового положения, улучшит качество бортового программного обеспечения. Кроме того полученные результаты можно применить для практического обучения студентов аэрокосмических специальностей.



6. Системы связи

П.В. Бойкачев, доцент кафедры радиолокации и приемопередающих устройств Военная академия Республики Беларусь
М.А. Янцевич, магистрант кафедры радиолокации и приемопередающих устройств Военная академия Республики Беларусь

ОБОСНОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ТРЕБОВАНИЙ К СОВРЕМЕННЫМ ШИРОКОПОЛОСНЫМ СРЕДСТВАМ РАДИОСВЯЗИ И ПУТИ ИХ РЕАЛИЗАЦИИ

Обсуждается проблема приема широкополосных радиосигналов в многоканальном режиме современными радиостанциями декаметрового диапазона, предлагается вариант синтеза специальных входных трактов на этапе конструирования радиоаппаратуры.

В современных системах декаметровой радиосвязи все шире используются помехозащищенные способы ведения связи с применением широкополосных сигналов, к которым следует отнести радиосвязь с программной перестройкой частоты (ППРЧ), а также частотную адаптацию в режиме автоматического установления связи (АУС).

Так в 2012–2013 годах развитие технологии Wideband High Frequency (WBHF) radio (далее – широкополосной радиосвязи) происходило в направлении повышения скоростей передачи данных по КВ (ВЧ) радиоканалам для обеспечения потребностей абонентов вооруженных сил стран НАТО. Технология широкополосной КВ (ВЧ) радиосвязи предложена компаниями Harris Corporation и Rockwell Collins, являющимися лидерами в разработке и производстве военных средств КВ (ВЧ) радиосвязи. Новая технология предполагает расширение полосы пропускания и повышение скорости передачи данных.

Современные цифровые КВ (ВЧ) радиостанции, используют программно-реализуемые широкополосные модемы для систем одноканальной и многоканальной радиосвязи [1, 2]. Возможные режимы модемов (форма сигнала от 0 до 13) указаны в таблице 1.

Таблица 1 – Скорость передачи данных и вид модуляции (J2D класс излучения) при занимаемой полосе частот от 3 до 24 кГц

| Форма сигнала | Модуляция | Скорость передачи данных (бит/с) при занимаемой полосе частот, кГц | | | | | | | |
|---------------|-----------|--|--------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|
| | | 3 | 6 | 9 | 12 | 15 | 18 | 21 | 24 |
| 0 | Walsh | 75 | 150 | 300 | 300 | 300 | 600 | 300 | 600 |
| 1 | BPSK | 150 | 300 | 600 | 600 | 600 | 1 200 | 600 | 1 200 |
| 2 | BPSK | 300 | 600 | 1 200 | 1 200 | 1 200 | 2 400 | 1 200 | 2 400 |
| 3 | BPSK | 600 | 1 200 | 2 400 | 2 400 | 2 400 | 4 800 | 2 400 | 4 800 |
| 4 | BPSK | 1 200 | 2 400 | – | 4 800 | 4 800 | – | 4 800 | 9 600 |
| 5 | BPSK | 1 600 | 3 200 | 4 800 | 6 400 | 8 000 | 9 600 | 9 600 | 12 800 |
| 6 | QPSK | 3 200 | 6 400 | 9 600 | 12 800 | 16 000 | 19 200 | 19 200 | 25 600 |
| 7 | 8-PSK | 4 800 | 9 600 | 14 400 | 19 200 | 24 000 | 28 800 | 28 800 | 38 400 |
| 8 | 16-QAM | 6 400 | 12 800 | 19 200 | 25 600 | 32 000 | 38 400 | 38 400 | 51 200 |



| | | | | | | | | | |
|----|---------|--------|--------|--------|--------|--------|--------|---------|---------|
| 9 | 32-QAM | 8 000 | 16 000 | 24 000 | 32 000 | 40 000 | 48 000 | 48 000 | 64 000 |
| 10 | 64-QAM | 9 600 | 19 200 | 28 800 | 38 400 | 48 000 | 57 600 | 57 600 | 76 800 |
| 11 | 64-QAM | 12 000 | 24 000 | 36 000 | 48 000 | 57 600 | 72 000 | 76 800 | 96 000 |
| 12 | 256-QAM | 16 000 | 32 000 | 48 000 | 64 000 | 76 800 | 90 000 | 115 200 | 120 000 |
| 13 | QPSK | 2 400 | — | — | — | — | — | — | — |

Согласно параметрам, указанным в таблице 1, изменение скорости передачи данных в широких пределах, обеспечивается выбором модуляции и изменением полосы частот B занимаемой сигналом:

$$B = N \times 3 \text{ кГц}, \quad (1)$$

где $N = 1, 2, \dots, 8$.

Отечественным аналогом современных цифровых ВЧ (ВЧ) радиостанций, использующих технологию программно-определяемого радио (Software Defined Radio), является разрабатываемая радиостанция Р-183 с программно-реализуемым широкополосным модемом.

Однако значительные возможности современных цифровых ВЧ радиостанций по увеличению скорости передачи данных сопровождаются необходимыми требованиями по обеспечению отношения сигнал/шум (сигнал/помеха) в канале. При насыщенности ВЧ диапазона источниками радиоизлучения, данные требования зависят от множества факторов. Наиболее важные из них – это мощность передающей станции, реальная загрузка случайными радиопомехами разных участков диапазона, зависящая от состояния ионосферы.

В частности, для среднеширотных трасс при использовании радиоволн, отражаемых от слоя F2, участки применимых для связи частот (МПЧ минус НПЧ) в ночное время смещаются в сторону более низких частот и сужаются по сравнению с дневными примерно в 1,5–2,5 раза. В годы минимальной солнечной активности по сравнению с годами максимальной участки применимых частот уменьшаются почти в 2 раза. Так, для трасс протяженностью 500 км в ночное время оказывается пригодным участок шириной всего 800–1000 кГц. Это приводит к возрастанию интегральных уровней случайных радиочастотных помех в полосе приема и существенному ухудшению радиосвязи [3].

В случае, когда полосы, образованные доступными соседними каналами (3 кГц), согласно формулы (1), в результате сигнально-помеховой обстановки, недостаточно для обеспечения потребностей в передаче данных, необходимо перейти в многоканальный режим. Согласно [4] многоканальный режим обеспечивается при количестве не соседних каналов $n = 4$ с полосой каждого канала 3 кГц, которые образуют групповой сигнал с однополосной модуляцией.

Согласно [3] при изменении условий распространения радиоволн приходится менять рабочие частоты в различное время суток, сезона года, фазы солнечной активности. Для маневра частотами, как для коротких трасс, так и для трасс большой протяженности, даже на одно данное радионаправление присваивается несколько частот в разных участках диапазона ± 1 МГц.

При минимальной солнечной активности по сравнению с годами максимальной, участки применимых частот уменьшаются почти в 2 раза, а с учётом

коэффициента перекрытия ($f_{\max}/f_{\min}=15...20$) КВ (ВЧ) диапазона, можно определить ряд полос пропускания шириной 128, 256, 512, 1024, 2048 кГц, занимаемых групповым сигналом.

При работе радиостанции в режиме группового сигнала с однополосной модуляцией накладываются жесткие требования к линейности амплитудной характеристики, равномерности характеристики группового времени запаздывания (ГВЗ) и к равномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Дело в том, что в большинстве случаев полезный сигнал является сложным многочастотным сигналом с изменяющейся амплитудой. Избирательные цепи с неравномерной ФЧХ и АЧХ задерживают и искажают спектр сигнала в полосе частот пропускания на разное время и разную амплитуду, это приводит к искажению сигнала в целом и неизбежной потере полезной информации. Также нелинейность передающего тракта приводит к появлению комбинационных составляющих в выходном спектре группового сигнала.

Исходя из технических характеристик современных средств связи [1], определим допустимую неравномерность АЧХ трактов широкополосной селекции группового сигнала (преселектор, постселектор, ФНЧ и т. п.) на уровне $\pm 0,5$ дБ, которая как правило не превышает $\pm(0,5-1)$ дБ в современных радиостанциях, а меньший уровень неравномерности трудно достигим из-за технологических характеристик. ГВЗ согласно требованиям [1] не должно отличаться более чем на 1,0 мс, а вариация ГВЗ не должна превышать 150 мкс для любого 100 Гц приращения частоты.

Таким образом, при приеме и обработки данных сигналов супергетеродинным приемником рисунок 1 (А) а так же при формировании и передачи сигнала передатчиком 1 (Б), элементы тракта данных устройства, такие как, 2– широкополосный преселектор (постселектор), 3– усилитель высокой частоты, 5– фильтр промежуточной частоты, не должны иметь нелинейность АЧХ более чем 0,5 дБ, а суммарная задержка сигнала и вариация ГВЗ должны соответствовать вышеизложенным требованиям. В противном случае полезная информация будет утеряна.

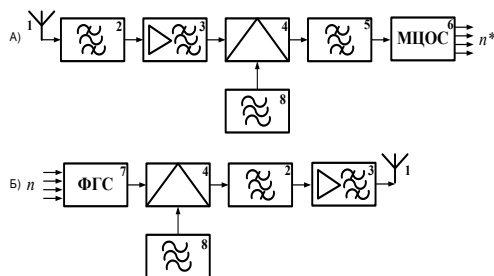


Рисунок 1 – А - структурная схема супергетеродинного приемного устройства, Б - структурная схема передающего устройства, где 1- передающая и приемная антенны, 2– широкополосный преселектор (постселектор), 3– усилитель высокой частоты, 4– смеситель, 5– фильтр промежуточной частоты, 6– модуль цифровой обработки сигнала, 7–генератор



В настоящее время ведутся разработки и реализации приемных устройств, которые обеспечивали бы надежный прием и обработку таких широкополосных сигналов без ухудшения параметров радиостанции. Так в ФГУП «Омский НИИ приборостроения» предложена модель электронно-перестраиваемого широкополосного преселектора созданного с использованием последовательно включенных фильтров верхних частот (ФВЧ) с фильтрами нижних частот (ФНЧ) [5].

Фильтры синтезированы с использованием аппроксимаций Чебышева пятого порядка и имеют уровень неравномерности 1дБ (что превышает допустимое значение неравномерности АЧХ [1]). Анализируя данный преселектор по уровню неравномерности ГВЗ также можно сделать вывод, что для приема и обработки групповых сигналов, данные фильтры не выполняют вышеизложенные требования. При синтезе цепей с использованием максимально плоских аппроксимирующих функций так же не соблюдаются требования по неравномерности АЧХ. Таким образом, реализация преселектора приемного устройства групповых сигналов с использованием классических аппроксимирующих функций не позволяет обеспечить вышеизложенные требования.

В связи с этим в последние годы разработчики стали применять различные виды модификации аппроксимирующих функции [6, 7, 8], но и они не в полной мере решают эту проблему [9]. Дело в том, что данные модифицированные функции имеют ряд недостатков, таких как высокая нелинейность, в полосе пропускания, высокую неравномерность ГВЗ [6, 7] и не имеют квадратной симметрии АЧХ [6], что не допустимо в решении вышеизложенной проблемы.

Для обеспечения требований приема и обработки подобного рода сигналов предлагается вариант модификации аппроксимирующей функции, аналитическое выражение которой для низкочастотного прототипа имеет следующий вид:

$$K_m(-s^2) = \frac{k^2}{1 + \varepsilon^2 \prod_{q=1}^N (s_q - 1)} \frac{\Psi_m(s) \Psi_m(-s)}{\prod_{q=1}^N (s + s_q)}, \quad (2)$$

где $s = \pm \sigma \pm j\omega$ – комплексная частота;

$\Psi(s)$ – аппроксимирующий полином m -го порядка;

ε – коэффициент неравномерности характеристики в полосе пропускания;

s_0 – комплексная частота, на которой функция принимает нулевое значение;

k – коэффициент, не превышающий единицы;

q – номер вводимого нуля передачи;

N – количество вводимых нулей передачи.

Модифицированная функция (2) отличается от классической функции тем, что в нее определенным образом добавляются нули передачи, которые образованы комплексно сопряженными парами, расположенными на комплексной плоскости s -переменной.

В опубликованных ранее работах [9, 10] нули передачи модифицированных функций располагались только на мнимой оси комплексной плоскости s -переменной, что обеспечивало максимальный уровень спада и равномерность в полосе пропускания амплитудночастотной характеристики, но ухудшало равномерность

ФЧХ. Для увеличения равномерности ФЧХ в полосе пропускания фильтра предлагается использовать четверку комплексно сопряженных нулей.

Линейность ФЧХ нагляднее описывает групповое время запаздывания (ГВЗ). На рисунке 2 приведена зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи на комплексной плоскости. В качестве примера взята модифицированная функция Чебышева пятого порядка с уровнем неравномерности 0,5 дБ.

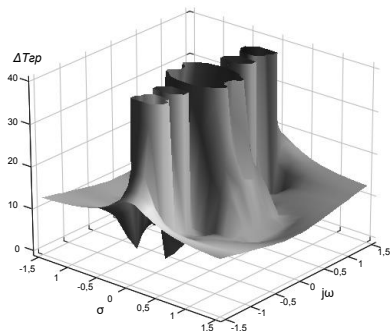


Рисунок 2 - Зависимость разброса ГВЗ от расположения нулей функции передачи для модифицированной функции Чебышева пятого порядка

Анализ поверхности на рисунок 2 позволяет определить область расположения вводимых нулей передачи, в которой разброс ГВЗ минимальное. Видимая на рисунке пара нулей расположена в районе $\sigma = \pm 0,035$ и $j\omega = \pm 0,96$.

Функция (1) с начальными условиями, приведенными выше, в плоскости вещественных частот представляет собой частотную характеристику передачи мощности, представленную на рисунке 3 (а): пунктирная линия соответствует классической аппроксимации Чебышева; сплошная линия соответствует модифицированной функции Чебышева.

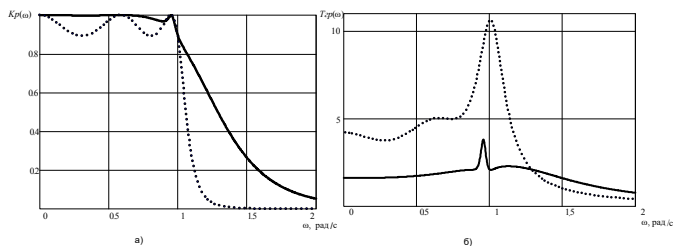


Рисунок 3 – Коэффициент передачи по мощности (а) и ГВЗ (б) от частоты модифицированной функции Чебышева пятого порядка (сплошная линия) в сравнении с классической функцией Чебышева

Анализ приведенных зависимостей показывает, что модифицированная функция Чебышева пятого порядка уступает классической функции передачи в избирательности, но имеет большую равномерность в полосе фильтрации



(согласования) коэффициента передачи и более равномерное ГВЗ. Разброс характеристики ГВЗ практически в четыре раза меньше, чем у классической аппроксимации Чебышева. Такой вариант фильтра важен в условиях, когда определяющими являются требования линейности фазочастотной характеристики.

Для определения уровня неравномерности АЧХ и качества аппроксимации используем интегральный квадратичный критерий близости [11]. Данный критерий позволяет определить интегральную ошибку аппроксимации на заданном интервале $[a; b]$ в виде:

$$P = \int_a^b (M(\omega) - K(\omega))^2 d\omega, \quad (3)$$

где $M(\omega)$ – эталонная функция на участке $[a; b]$ для нормированных функций равна 1;

$K(\omega)$ – аппроксимирующая функция, для которой необходимо определить качество аппроксимации.

Ошибка аппроксимации модифицированной функции при заданных параметрах составляет $2,647 \times 10^{-4}$, а для классической аппроксимации Чебышева при тех же параметрах равна $4,528 \times 10^{-3}$, что выше более чем на порядок.

Таким образом, предложенная модифицированная функция вида (1) позволяет одновременно уменьшить неравномерность частотной характеристики разрабатываемого частотно избирательного устройства в полосе фильтрации, уменьшить ошибку аппроксимации больше чем на порядок и повысить линейность фазочастотной характеристики практически в четыре раза. Такой результат достигается особым расположением четверки комплексно-сопряженных нулей модифицированной функции на комплексной плоскости. Имеются и другие публикации [9] подтверждающие, что используемый способ модификации имеет ряд достоинств по сравнению с известными модификациями. Все это дает основание считать перспективным использование подобного класса частотно избирательных цепей в аналоговых трактах телекоммуникационной и радиолокационной аппаратуры, где требуется высокая равномерность ФЧХ и АЧХ. Представленные результаты для низкочастотного прототипа фильтра не снижают область применения, поскольку использование известных частотных преобразований дает возможность получения высокочастотных, полосовых и заграждающих фильтров, обладающих подобными свойствами.

Литература

1. MIL-STD-188-141C / Interoperability and performance standards for medium and high frequency radio systems, 2011.
2. MIL-STD-188-110C / Interoperability performance standards data modems, 2012.
3. В. Ф. Комарович, В. Н. Сосунов., Случайные радиопомехи и надежность СВ связи / - М. : Связь, 1977. - 135 с.
4. Рекомендация МСЭ-R F.1821 / Характеристики усовершенствованных цифровых высокочастотных (ВЧ) систем радиосвязи, 2007.
5. Хазан, Г.К., Звягинцев И.В., Широкополосный электронно-перестраиваемый преселектор радиоприемного устройства./ «Техника радиосвязи» №15 2010 – С.31–39.

6. Software tool for the design of narrow band band – pass filters / A. Garcia Lamperez [et al.] / – Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE– MTT–S International. – 2001. Vol.3. – P. 2103–2106.
7. Hisham, L. Generalized Chebyshev-like Approximation for Low-pass Filter/ L. Hisham // Electrical and Electronic Engineering, 2011. Vol.3. No. 1, – P. 5–8.
8. Шашок, В.Н. Цепи фильтрации с модифицированной нарастающе-волновой функцией передачи / В.Н. Шашок, Г.А. Филиппович // Докл. БГУИР. – 2012. – №6 (68) – С. 69–75.
9. Бойкачев, П.В., Филиппович Г.А., Метод модификации аппроксимирующих функций для синтеза фильтров и согласующих цепей./ «Вестник» ВАРБ №3(36) 2012.
10. Бойкачев, П.В., Широкополосный синтез согласующих устройств на основе модифицированной аппроксимации функции передачи. «Вестник БелГУТ» №2(25) 2013.
11. Ланнэ, А. А. Оптимальный синтез линейных электрических цепей / А. А. Ланнэ. / М.: Связь, 1969. – С. 37.



А. А. Геро, адъюнкт, государственное учреждение
«Научно-исследовательский институт
Вооруженных Сил Республики Беларусь»

ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ СВЯЗИ ТАКТИЧЕСКОГО ЗВЕНА УПРАВЛЕНИЯ ВООРУЖЕННЫХ СИЛ ИНОСТРАННЫХ ГОСУДАРСТВ

Исходя из того, что достижения в области технологий по-прежнему будут оказывать влияние на характер войны, применительно к сухопутным войскам оно будет не столь велико, как на других театрах военных действий. Причины заключаются в географии, взаимодействии с адаптивными врагами, наличии мирного населения, и других сложностях, вызывающих ограничения на применяемые для ведения войны технологии. Согласно доктринальным актам в военной области ведущего мирового государства, одним из главных направлений технологических нововведений в армии в целях повышения эффективности ее действий являются коммуникационные технологии и технологии обработки информации, которые позволяют резко повысить стратегическую, тактическую и оперативную осведомленность, обеспечить максимальную информированность команд и подразделений на поле боя [1].

В Национальной военной стратегии сказано: «Совместные силы должны обеспечить доступ, свободу маневра и возможности проецирования и реализации превосходящей американской мощи в глобальном масштабе во всех доменах (полях боя)». Они включают в себя воздух, космос, землю, море и киберпространство. В настоящее время каждая функциональная область управления войсками ВС ИГ имеет свою относительно автономную архитектуру. Так, управление на поле боя включает в себя пять основных областей: управление маневром, противовоздушной обороной, огневой поддержкой, обеспечением боевых действий, разведкой и РЭБ. Принципиальный подход, заложенный в программу «Информационная система поля боя XXI века» концепции «Развитие систем управления, связи, автоматизации и разведки поля боя» (C^4I^2FTW – Command, Control, Computer, Communication, Information and Intelligence for The Warrior), заключается в постепенном переходе от существующих архитектур систем управления и связи к единой архитектуре в рамках взаимодействия открытых структур.

В конце XX века, в основу построения военных систем связи в тактическом, оперативно-тактическом и оперативных звеньях управления сухопутных войск ВС ИГ были положены два принципа:

- командный;
- районный.

Командный принцип предполагал создание сетей командной связи на базе узлов связи пунктов управления и прямых линий связи по подчиненности. При каждом органе управления создавался самостоятельный узел связи, на котором развертывалось необходимое количество средств, обеспечивающих прямую (непосредственную) связь со всеми корреспондентами. В зависимости от обстановки предусматривалась связь через одну-две командные инстанции вниз и вверх, а в отдельных случаях и ретрансляция передач.

Сильными сторонами сети командной связи являлось:

- строгое распределение ответственности за связь по направлениям

подчиненности;

- простота руководства системой связи;
- сравнительно малое время развертывания и свертывания сети связи.

Слабые стороны:

- сосредоточение на узлах связи пунктов управления большого количества средств связи;

- низкая эффективность использования многоканальных средств связи.

Районный принцип предполагал создание сети связи общего пользования со структурой типа «сетка» («решетка») на базе районных узлов связи.

В определенном районе или зоне боевых действий, независимо от расположения органов управления, развертывалась группа районных узлов связи (РУС), соединенных между собой линиями связи. Районный принцип построения связи применялся в дивизии, армейском корпусе.

Основу этой системы в оперативно-тактическом звене составляла многоканальная радиорелейная и тропосферная связь.

В районной системе связи каждый из входящих в нее узлов соединялся не менее чем с двумя другими, что обеспечивало получение обходных и запасных линий связи, а также повышало пропускную способность системы. Пункты управления через свои командные узлы могли подключаться к любому районному узлу. Это давало возможность в случае выхода из строя одного из районных узлов выйти на любой из оставшихся и установить связь с нужным корреспондентом.

Сильными сторонами сети районной связи являлось:

- более эффективное использование многоканальных линий связи;
- наличие большого количества обходных каналов связи;
- возможность использования районных узлов связи всеми видами вооруженных сил, родами войск и специальных войск;

- устойчивость (неизменность) структуры сети связи при перемещении пунктов управления и обслуживаемых абонентов;

- возможность сокращения количества средств связи на узлах связи пунктов управления;

- возможность обеспечения связью частей и подразделений, не имеющих штатных сил и средств связи.

Слабые стороны:

- громоздкость и малая мобильность, что значительно снижало эффективность сети связи в подвижных видах боя и операции;

- сложность руководства сетью связи и снижению ответственности за связь;

- сравнительно низкая оперативность и надежность связи, не обеспечивающая требований управления разведкой, огнем полевой артиллерии, действиями ПВО, тактической и армейской авиации;

- для развертывания сети районной связи требовалось «абсолютное» владение территориями.

Ожидалось, что роль сетей районной связи будет возрастать с принятием на вооружение систем и средств автоматизированной связи, повышающих мобильность и оперативность систем связи во всех звеньях управления [2]. Однако, в существовавшем виде, данная структура связи не смогла обеспечить все возрастающие требования по пространственному размаху, по пропускной способности, устойчивости, помехо- и разведзащищенности передаваемой



информации. Это привело к модернизации имеющейся и созданию новых систем связи.

В настоящее время, связь в соединениях тактического звена ВС ИГ, базируется на четырех системах связи.

К базовым системам связи соединений тактического звена ВС ИГ относятся:

- система командной связи поля боя;
- модернизированная районная система связи общего пользования ACUS MOD (Area Common User System Modernization) в составе:

- комплексная система распределения данных ADDS (Army Data Distribution System);

- а) усовершенствованной системы определения местоположения, опознавания и передачи данных – EPRLS (Enhanced Position Location Reporting System)

- б) объединенной системы связи и распределения данных TA – JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System);

- система глобального широкополосного спутникового вещания/сервиса (Global Broadcast Service – GBS);

- локальная подсистема связи LAS (Local Area Subsystem). Абоненты локальной системы передачи данных ACU ABCS имеют доступ к сетям ACUS с пакетной коммутацией [4,5].

Система командной связи поля боя относится к базовым системам связи соединений тактического звена управления ВС ИГ.

В настоящее время, система командной связи поля боя является дополнением к автоматизированной телекоммуникационной системе тактического уровня WIN-T второго этапа (Increments 2).

Основными компонентами системы командной связи поля боя являются:

- система командной радиосвязи поля боя CNR (Combat Net Radio) на базе:

- а) РЭС КВ диапазона (HF), УКВ диапазона (VHF) и УКВ-2 диапазона (UHF);

- б) многодиапазонных, многофункциональных РЭС КВ/УКВ диапазонов (HF/VHF), УКВ/УКВ-2 диапазонов (VHF/UHF) и КВ/УКВ/УКВ-2 диапазонов (HF/VHF/UHF, от 1,5 до 3000 МГц);

- в) радиостанций (терминалов) тактической одноканальной спутниковой связи SC TACSAT (Single-Channel Communications Tactical Satellite Radios);

- г) радиостанций (терминалов) многоканальной спутниковой связи (Multichannel Satellite Terminals Communications). Создание и принятие на вооружение средств спутниковой связи по программе SATCOM On-the-Move;

- д) коммерческих систем спутниковой связи (типа Iridium);

- система командной многоканальной, радиорелейной связи.

Система командной связи поля боя CNR дивизии отвечает общим требованиям, которые предъявляются к военным системам связи и базируется на радиосетях (радионаправлениях) в диапазонах от 1,5 до 3000 МГц, каналах спутниковой связи (военной и коммерческой), а также многоканальных радиорелейных линиях связи.

Спутниковая связь считается основным родом связи в дивизии. Вместе с тем в боевых документах отмечено, что спутниковая связь не может стать всеобъемлющей, так как возможна абсолютная потеря связи при выводе из строя спутника-ретранслятора.

Система командной многоканальной, радиорелейной связи соединений тактического звена ВС ИГ включает:

- радиорелейные линии связи тактических узлов связи (TCN) или Joint Network Node-Network (JNN-N), а также РЭС объединенных узлов связи КП (ПУ) дивизии, ббг, бригад и подразделений дивизионного комплекта;

- прямые радиорелейные линии по подчиненности с использованием PPC AN/GRC-245(V) HCLOS Radio (диапазоны 220 – 405 МГц; 1350 – 2690 МГц; 4400 – 5000 МГц), AN/TRC-190C/D (V) 1, -2, -3 и AN/TRC-198A/B (V) 1, -2. Всего, в полосе дивизии развертывается от 15 до 25 радиорелейных линий командной связи.

Модернизированная районная система связи общего пользования ACUS MOD относится к базовым системам связи соединений тактического звена ВС ИГ. В настоящее время, модернизированная районная система связи общего пользования ACUS MOD является компонентом автоматизированной телекоммуникационной системы тактического уровня WIN-T второго этапа (Increments 2). Основными компонентами автоматизированной телекоммуникационной системы тактического уровня WIN-T являются системы (военные и коммерческие) спутниковой связи и системы радиосвязи прямой видимости (радиорелейной и УКВ связи).

В автоматизированной телекоммуникационной системе тактического уровня WIN-T осуществляется интеграция (объединение) различных, развернутых на поле боя, систем связи посредством использования набора протоколов Internet и маршрутизаторов. Функционально данная сеть аналогична глобальной компьютерной сети Internet и на логическом и сетевом уровне WIN-T строится на технологиях и протоколах, реализующих принципы построения Internet в корпоративных закрытых сетях.

Основными компонентами модернизированной районной системы связи общего пользования ACUS MOD являются:

- система радиорелейной связи на базе станций типа AN/TRC-190(V)3 (High Capacity Line of Sight Radio – HCLOS);

- система тропосферной связи на базе радиостанций AN/TRC-170(V)3 (Beyond Line of Sight – BLOS; Line of Sight – LOS);

- система видеотелеконференции поля боя (Battlefield Video Teleconference – BVTC) на базе станций спутниковой связи типа DataPath ET 3000 Portable и DataPath DKET 5000 Transportable (диапазоны - C, Ku, Ka и X) и средств на основе IP-технологии передачи данных;

- система управления тактической сетевой инфраструктуры в ходе боевых действий (Tactical Network Operation Management System – TNMS);

- система проводной связи [4,5].

Комплексная система распределения данных ADDS предназначена для обеспечения органов управления войсками оперативно-тактического звена (корпус – дивизия – бригада/ббг – батальон) информацией о состоянии и действиях своих сил и средств, а также осуществления руководства ими при решении задач управления, организации огневой поддержки, противовоздушной обороны, разведки и РЭБ, а также тылового обеспечения.

Для обеспечения высокого уровня помехо- и разведзащищенности передаваемой информации, в системе применяются: высокоскоростная ППРЧ, сигналы с распределенным спектром, сквозное интегральное закрытие передаваемой информации, а также помехоустойчивое кодирование

Указанные базовые системы связи и передачи данных предоставляют соединениям и подразделениям тактического звена ВС ИГ линии (каналы)



телефонной радиосвязи и передачи данных, коммутируемые линии многоканальной связи общего пользования различных диапазонов электромагнитного спектра и виртуальные каналы передачи данных, создаваемые с использованием метода множественного доступа с временным разделением.

Таким образом, основными направлениями развития системы связи тактического звена ВС ИГ являются:

- формирование инфраструктуры, предоставляющей возможности совместного использования и обмена информационными ресурсами между всеми видами ВС ИГ в рамках концепции ведения боевых действий в едином информационном пространстве. Создание надежного сетевого обеспечения, обеспечивающего высокую степень согласованности и синхронизации действий рассредоточенных на ТВД боевых и вспомогательных воинских формирований всех видов ВС, но уже на базе совместного использования информационных ресурсов;

- реализация программ внедрения сетевых информационных технологий в практику боевого применения войск;

- апробация, принятие на вооружение и дальнейшее развитие автоматизированной телекоммуникационной системы тактического уровня – Warfighter Information Network Tactical (WIN-T);

- развитие возможностей подразделений связи по формированию радиосетей (мобильных, адаптивных сетей), все функции администрирования, которых будут выполняться узлами связи без участия каких-либо элементов сетевой инфраструктуры или операторов. Реализация принципов сетеобразования Ad-hoc, которые обеспечивают самовосстановление сети;

- внедрение и дальнейшее развитие в тактическом звене управления технологий беспроводного доступа (расширений для стандартов типа IEEE 802.11) к распределенным информационным ресурсам. Обеспечение беспроводной связи по протоколам Ethernet в пределах ПУ соединений;

- внедрение широкополосного сетевого протокола связи – Wideband Networking Waveform (WNW), который позволит осуществлять пакетную передачу по интернет-протоколу и предоставит широкие сетевые возможности. Использование адаптивных широкополосных сетевых сигналов (ANW2);

- оснащение воинских формирований системами и средствами информационного обеспечения модульной конструкции, средствами связи нового поколения, которые должны обеспечить интеграцию нижних звеньев управления;

- реализация программ создания многодиапазонных, многофункциональных, программируемых радиостанций. Функциональное назначение и вид сигнала таких радиостанций будут определяться программным обеспечением. Основу аппаратной части и программного обеспечения радиостанций составит архитектура открытых систем (Software Communications Architecture), которая позволит использовать коммерческие технологии и технические решения, расширить производственную базу, повысить конкуренцию между поставщиками и снизить расходы на приобретение, закупку и эксплуатацию средств радиосвязи [4 – 7].

Тем самым основной тенденцией развития системы связи является переход к применению пространственно-распределенных систем тактической связи на основе сетевых (сотовых) технологий, являющихся единой шиной передачи команд и данных обстановки до военнослужащего включительно, а также доведение спутниковой связи до боевой машины и применение данного рода связи в качестве

опорной многоканальной системы обеспечения управления в тактическом звене.

Литература

1. Оперативная концепция Армии США «Победа в сложном мире. 2020–2040» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tradoc.army.mil/tpubs/pams/TP525-3-1.pdf> – Дата доступа: 28.03.2017 г.
2. Гулич А.А., Бабуль В.А. Боевое применение средств и комплексов Р и РТР. Мн. ВАРБ, 2009. с. 36-55.
3. Бабуль В. А., Свербут А. М. Системы управления и радиотехнического обеспечения вооруженных сил иностранных государств: уч. пособие – Мн.: ВА РБ, 2015. – 231 с.
4. Мехеда В.И., Шлычков С.В., под общ. ред. Бузина Н.Е. Силы и средства разведки и электронной войны соединений сухопутных войск США: пособие – Мн.: НИИ ВС РБ, 2013. – 104с.
5. Обоснование облика и требований к малогабаритному автоматическому передатчику радиопомех средствам радиосвязи тактического звена управления противника [Текст]: Отчет о НИР / Научн.-исслед. ин-т ВС РБ; Рук. С.В. Шлычков. – Мн, 2016. – 145 с.
6. FMI 6-02.45. Signal Support to Theater Operations. July 2007 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.us.army.mil>. – Дата доступа: 11.03.2017 г.
7. FM 6-02.53. Tactical Radio Operations. August 2009 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.us.army.mil>. – Дата доступа: 9.02.2017 г.



7. Беспилотные летательные аппараты

В.Н. Корделюк, государственное учреждение
«Научно-исследовательский институт
Вооруженных Сил Республики Беларусь»

ПРИМЕНЕНИЕ БЕСПИЛОТНОЙ АВИАЦИИ В ИНТЕРЕСАХ КОМПЛЕКСНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

В настоящее время наиболее актуальным во всех войнах и вооруженных конфликтах становится объединение средств разведки и радиоэлектронной борьбы, связи, навигации, высокоточного оружия и информационных технологий в единую информационно-управляющую ударную систему, что неоспоримо позволяет выполнять различные боевые задачи более оперативно, с наименьшей затратой сил и средств. В связи с этим, развитие в военном и техническом отношении государства все больше уделяют особое внимание вопросу оснащения своих вооруженных сил беспилотными летательными аппаратами (БЛА), применяемыми как в качестве средств ведения разведки и радиоэлектронной борьбы, так и в качестве высокоточных ударных средств [1].

В отличие от пилотируемых самолетов и вертолетов использование БЛА имеет ряд преимуществ. Таковыми являются:

- сравнительно низкая стоимость БЛА;
- дешевая подготовка операторов БЛА по отношению к подготовке летчиков пилотируемых летательных аппаратов;
- отсутствие человека на борту БЛА и как следствие безопасность его жизни;
- мобильность, удобство запуска и посадки БЛА;
- многофункциональность (один и тот же БЛА, можно задействовать для выполнения различных задач в зависимости от оснащения их целевой нагрузкой);
- возможности дальнейшей модернизации;
- возможность использования БЛА, в том числе, и на предельно низких высотах;
- возможность выполнения задач в зоне функционирования противовоздушной обороны противника (особенно в зонах гарантированного поражения пилотируемых летательных аппаратов средствами зенитно-ракетных комплексов) и вблизи полосы непосредственного соприкосновения с противником;
- возможность функционирования в условиях радиационного и химического заражения.

Как известно [2], на БЛА может быть установлена полезная нагрузка с аппаратурой радиоэлектронной борьбы для постановки активных помех РЭС противника, в том числе и средствам его ПВО, которые осуществляют РЛ разведку. БЛА также можно использовать для осуществления мероприятий фотографического и визуально-оптического контроля, являющегося элементом мероприятий комплексного технического контроля (КТК).

Мероприятия КТК (контроля) являются неотъемлемой частью противодействия техническим средствам разведки противника. Основными задачами КТК являются [3]:

- выявление и анализ демаскирующих признаков своих объектов защиты (ОЗ);
- вскрытие возможных каналов утечки информации от этих объектов;
- проверка принятых мер защиты на соответствие установленным нормам.

Под ОЗ понимаются объекты Вооруженных Сил, подлежащие защите от технических средств разведки противника. К ОЗ относятся войска в районах



дислокации (рассредоточения, сосредоточения) и иные отдельно размещенные военные объекты (аэродромы, арсеналы, базы, склады, пункты управления, узлы связи, стартовые и технические позиции и др.).

Организационно в состав ОЗ входят объекты контроля (рисунок 1), к которым относятся объекты информатизации, вооружение, военная и специальная техника и иные военные объекты, являющиеся объектами разведки противника, который заинтересован в обнаружении и получении:

информации о незащищенных объектах через их демаскирующие признаки;

случайно распространяемой защищаемой информации через технические каналы утечки информации.

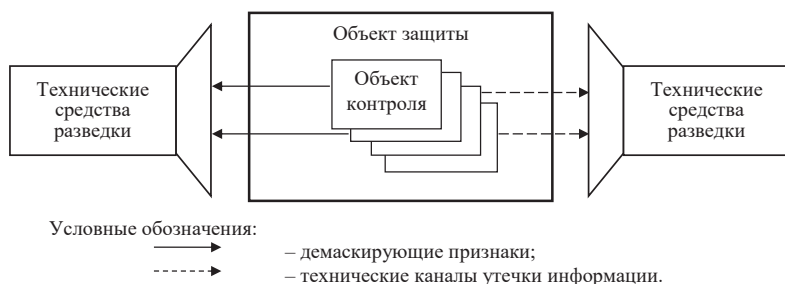


Рисунок 1 – Объект защиты

Качественное проведение мероприятий КТК призвано обеспечить оценку эффективности проводимых в войсках мероприятий маскировки и противодействия техническим средствам разведки противника, выполнение которых оказывает существенное влияние на снижение вероятности обнаружения противником ОЗ и получения им достоверной информации о составе, положении, состоянии, предназначении и характере деятельности войск (сил), а также замысле предстоящих действий.

В зависимости от имеющегося времени выполнение мероприятий КТК может осуществляться последовательно или параллельно.

Последовательно КТК проводится при наличии достаточного времени, небольшого количества ОЗ, а также при ограниченных площадях, на которых они размещаются. В данных условиях с использованием одного БЛА возможно решение задач фотографического и визуально-оптического контроля на всех ОЗ.

Параллельно КТК проводится при дефиците времени, большом количестве ОЗ и обширных площадях, на которых они размещаются. В таких условиях одного БЛА будет недостаточно для решения задач контроля на всех ОЗ в установленные сроки. Поэтому возникает необходимость привлечения нескольких БЛА. Закономерно возникает вопрос, сколько?

Учитывая актуальность использования БЛА, а также возможность их применения в интересах мероприятий КТК, в ГУ «НИИ ВС РБ» разработана методика обоснования количества БЛА для осуществления мероприятий фотографического и визуально-оптического контроля.

Цель разработанной методики: дать математический аппарат поддержки принятия решений при выборе необходимого количества БЛА для выполнения задач КТК.

Основу методики составляет математическая модель определения оптимальных маршрутов перемещения БЛА. В качестве критерия оптимальности выступает максимально возможная суммарная важность ОЗ, на которых необходимо осуществить фотографический и визуально-оптический контроль с применением БЛА.

Основными этапами методики являются (рисунок 2):

этап 1 – подготовка исходных данных;

этап 2 – определение оптимальных маршрутов перемещения БЛА;

этап 3 – определение необходимого количества БЛА ($N_{БЛА}$).

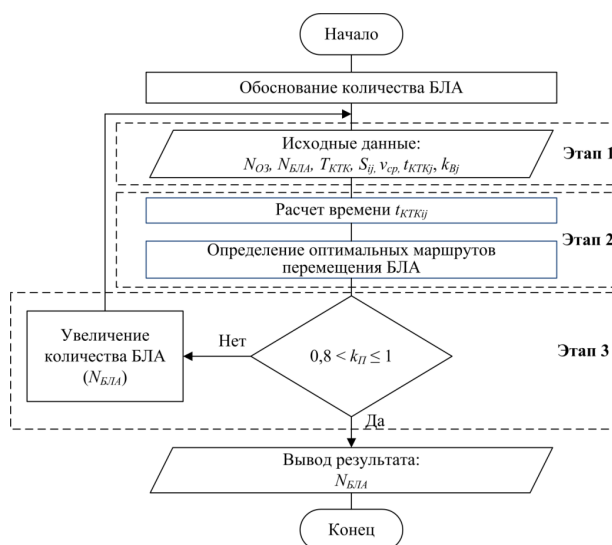


Рисунок 2 – Алгоритм обоснования количества БЛА

Этап 1. Подготовка исходных данных

При подготовке исходных данных следует учитывать тот факт, что подлежащие контролю ОЗ неравнозначны. Наиболее значимыми являются объекты, определяющие оперативную устойчивость группировки войск, ее огневые и ударные возможности. При условии большого количества ОЗ и малого количества времени осуществить КТК на всех ОЗ, возможно, не удастся. Поэтому изначально следует проверять наиболее важные ОЗ по принципу «двойного приоритета» [4]. Сущность принципа заключается в том, что БЛА будут перемещаться по кратчайшему пути с наименьшими временными затратами на проверку наиболее значимых ОЗ.

Всем ОЗ в зависимости от их значимости присваиваются соответствующие коэффициенты относительной важности. Для определения значений этих



коэффициентов необходимо применение экспертных методов. Наиболее простым, доступным и обеспечивающим корректное решение рассматриваемой задачи и требующим при применении как можно меньших затрат ресурсов и времени является метод непосредственного балльного оценивания, представляющий собой специально организованную групповую экспертизу.

При оценивании объектов экспертами наиболее предпочтительным способом является способ открытого обсуждения, согласования мнений и дискуссий чем способ закрытого индивидуального оценивания. При открытом обсуждении и прямой дискуссии каждый эксперт при несовпадении его мнения с остальными должен основательно его аргументировать, доказать свою правоту, а может быть и более глубоко понять суть решаемой задачи.

Для решения задачи вводятся булевы переменные $x_{ijk} \in \{0, 1\}$ такие, что $x_{ijk} = 1$, если k -й БЛА переместится от i -го к j -му ОЗ и проверит j -й ОЗ, и $x_{ijk} = 0$ – в противном случае.

Этап 2. Определение оптимальных маршрутов перемещения БЛА

В методике решается задача определения оптимальных маршрутов движения БЛА, перемещаясь по которым они смогут осуществить КТК с максимальным эффектом, заключающемся в охвате наиболее важных ОЗ с учетом ограниченного времени.

Если k_{Bj} – коэффициент относительной важности j -го ОЗ, $N_{OЗ}$ – количество ОЗ, $N_{БЛА}$ – количество БЛА, которые перемещаются от i -го к j -му ОЗ, то с учетом проверки всех ОЗ (все $x_{ijk} = 1$) их суммарная важность определяется выражением:

$$\sum_{i=1}^{N_{IC}} \sum_{j=1}^{N_{IC}} \sum_{k=1}^{N_{БЛА}} k_{Aj} x_{ijk}.$$

Математическая модель определения оптимальных маршрутов перемещения БЛА в зависимости от важности ОЗ с учетом наименьших временных затрат на осуществление КТК и перемещение БЛА к ОЗ примет следующий вид:

$$\text{найти } \sum_{i=1}^{N_{OЗ}} \sum_{j=1}^{N_{OЗ}} \sum_{k=1}^{N_{БЛА}} k_{Bj} x_{ijk} \rightarrow \max \quad (\text{целевая функция задачи}) \quad (1)$$

$$\text{при ограничениях} \quad \left\{ \begin{array}{l} \sum_{i=1}^{N_{OЗ}} \sum_{j=1}^{N_{OЗ}} t_{КТКij} x_{ijk} \leq T_{КТК}, \quad k=1, 2, \dots, N_{БЛА}, \\ \sum_{j=1}^{N_{OЗ}} \sum_{k=1}^{N_{БЛА}} x_{ijk} \leq 1, \quad i=2, 3, \dots, N_{OЗ}, \\ \sum_{j=1}^{N_{OЗ}} \sum_{k=1}^{N_{БЛА}} x_{1jk} = N_{БЛА}, \\ \sum_{i=1}^{N_{OЗ}} x_{ijk} - \sum_{i=1}^{N_{OЗ}} x_{jik} = 0, \quad i=1, 2, \dots, N_{OЗ}, \quad k=1, 2, \dots, N_{БЛА}, \\ x_{ijk} \in \{0, 1\}, \quad i, j=1, 2, \dots, N_{OЗ}, \quad k=1, 2, \dots, N_{БЛА}. \end{array} \right. \quad (2)$$

Модель, используемая для расчета оптимального маршрута перемещения БЛА, относится к задачам целочисленного линейного программирования. Решение указанной задачи выполняется известными методами, например, методом ветвей и границ [5].

Этап 3. Определение необходимого количества БЛА

С использованием математической модели определения оптимальных маршрутов перемещения БЛА становятся известными ОЗ, на которых будет осуществлен КТК с учетом их важности.

Главным требованием к показателю возможностей любой системы является его строгое соответствие целевому назначению. Цель применения БЛА в интересах КТК заключается в том, чтобы за определенный период времени осуществить мероприятия фотографического и визуально-оптического контроля на необходимом количестве ОЗ. В связи с этим количество проверенных ОЗ, представленное в абсолютном или относительном выражении, может служить показателем возможностей БЛА. Для оценки соответствия этих возможностей требуемым, используется коэффициент проверки ОЗ за заданный промежуток времени – k_{Π} , который определяется выражением

$$k_{\Pi} = \frac{W_{\Pi}}{W}, \text{ при } W_{\Pi} \leq W, \quad (3)$$

где W_{Π} – количество проверенных ОЗ;

W – количество ОЗ, подлежащих проверке.

Для качественной оценки k_{Π} используется вербально-числовая шкала желательности Харрингтона [6], которая имеет интервал от нуля до единицы:

$0,8 < k_{\Pi} \leq 1$ – очень высокая доля проверенных ОЗ;

$0,63 < k_{\Pi} \leq 0,8$ – высокая доля проверенных ОЗ;

$0,37 < k_{\Pi} \leq 0,63$ – средняя доля проверенных ОЗ;

$0,2 < k_{\Pi} \leq 0,37$ – низкая доля проверенных ОЗ;

$0 < k_{\Pi} \leq 0,2$ – очень низкая доля проверенных ОЗ.

Очевидно, что для качественного проведения мероприятий КТК коэффициент проверки ОЗ (k_{Π}) должен иметь достаточно высокое значение:

$$0,8 < k_{\Pi} \leq 1. \quad (4)$$

Если по результатам расчетов k_{Π} не удовлетворяет условию (4), то необходимо увеличить количество БЛА $N_{\text{БЛА}}$ и повторить расчеты согласно математической модели (1) и (2). Через несколько итераций найдется такое значение $N_{\text{БЛА}}$, при котором значение k_{Π} удовлетворит условию (4).

Размер эффекта, получаемого от использования данной модели, зависит от сложности решаемой задачи (в первую очередь, от возможного количества ОЗ, размещения их на местности и количества БЛА).

Достоинством этой методики является ее относительная простота. Она легко реализуется на обычной ПЭВМ, например, с использованием программы lpSolve, находящейся в свободном доступе. Для быстрой записи ограничений математической модели в программу lpSolve необходимо заранее в любом текстовом редакторе набрать вариант задачи при условии проверки максимального количества ОЗ и



привлекаемых БЛА. Это позволит в нужный для расчетов момент времени лишь удалить лишние записи.

Таким образом, разработанная методика позволяет:

обосновать количество БЛА с соответствующей аппаратурой, которые необходимо привлечь для осуществления КТК за заданное время;

обосновать время, необходимое для КТК на всех ОЗ с применением имеющегося количества БЛА;

определить каждому БЛА свой район барражирования, в котором он будет выполнять задачи по КТК.

Литература

1. Павлушенко М.И., Евстафьев Г.М., Макаренко И.К. Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития. М.; Издательство «Права человека», 2005.

2. Беспилотная авиация [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://uav.ru/news.php?cod=1670/>. – Дата доступа: 04.04.2016.

3 Основы защиты от технических разведок: учеб. пособие / Ю.К. Меньшаков; под общ ред. М.П. Сычева. – 2011.

4. Лисейчиков, Н.И. Методология оптимизации ракетно-технического и артиллерийско-технического обеспечения войск : дис. ... докт. техн. наук : 05.13.01 / Н.И. Лисейчиков. – Минск, 2003. – 267 л.

5. Волков, И.К. Исследование операций: учеб. / И.К. Волков, Е.А. Загоруйко; под ред. В.С. Зарубина, А.П. Крищенко. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2000. – 434 с.

6. Секерин, В.Д. Выбор материала с помощью функции желательности Харрингтона : метод. указания / В.Д. Секерин, В.Н. Ясонов, Д.В. Секерин; под общ. ред. В.Д. Секерина – М.: МГУИЭ, 2009. – 21 с.

В.Е. Самонов, научный сотрудник Центра 1.9 БГУИР

А.И. Волковец, кандидат технических наук, доцент, ст. науч.
сотрудник Центра 1.9 БГУИР

А.В. Гусинский, кандидат технических наук, доцент, директор
Центра 1.9 БГУИР

РАДИОВЫСОТОМЕР МАЛЫХ ВЫСОТ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН. РАЗРАБОТКА И ИСПЫТАНИЯ

В докладе рассмотрены особенности построения радиовысотомера малых высот миллиметрового диапазона длин волн с частотно-модулированным зондирующим сигналом и цифровым устройством управления, обработки и измерения высоты на базе FPGA. Предложенный способ построения радиовысотомера позволяет обеспечить жесткие требования по точности измерения высоты, массе и габаритам.

В современной пилотируемой авиации не смотря на бурное развитие систем навигации с использованием глобальных спутниковых радионавигационных систем типа «Navstar» и «Глонас» на борту летательных аппаратов продолжают использоваться радиовысотомеры (РВ), как инструментальное средство, позволяющее определять высоту летательного аппарата над поверхностью – истинную высоту полета. При этом наиболее востребованными являются РВ малых высот, используемые при посадке летательного аппарата. По мере развития беспилотной авиации, которая прошла развитие от простейших радиоуправляемых авиамodelей до многофункциональных разведывательных и ударных беспилотных летательных аппаратов (БЛА), осуществляющих многочасовые полеты в автономном режиме, возникла проблема в осуществлении его автоматической посадки.

Учитывая, что для БЛА среднего и крупных классов при посадке, осуществляемой по самолетному, необходимо при постоянном контроле за истинной высотой полета в диапазонах от 100 до 0,5 метров точно измерять и выдерживать посадочные: горизонтальную скорость полета, вертикальную скорость снижения и посадочный курс. Спутниковые радионавигационные системы и бортовые средства измерения высоты, такие как барометрический высотомер, не обеспечивают заданной точности измерения высоты полета БЛА при посадке. Лазерные и пьезоакустические высотомеры, обладая достаточной точностью, имеют ограничения по максимальным высотам и ограничения по климатическим условиям эксплуатации. Решение данной проблемы возможно путем разработки радиовысотомера малых высот, обеспечивающего следующие требования:

- по измеряемому диапазону высот от 100÷150 м до высоты, при которой обеспечивается касание ВПП шасси – для разных по габаритам БЛА это 0,3÷0,5 м;
- точность измерения высоты: на малых высотах, например до 10 м – $\pm 0,1 \div 0,2$ м, на высотах свыше 10 м – от $\pm 3\%$ до $\pm 6\%$ от высоты полета;
- требования по массе и габаритам – минимально возможные.

Центром 1.9 НИЧ УО «БГУИР» в рамках выполнения ОКР по разработке РВ малых высот для применения в системе автоматического взлета и посадки БЛА, была осуществлена разработка устройства обеспечивающего указанных выше основных требований и обладающего следующими техническими характеристиками:



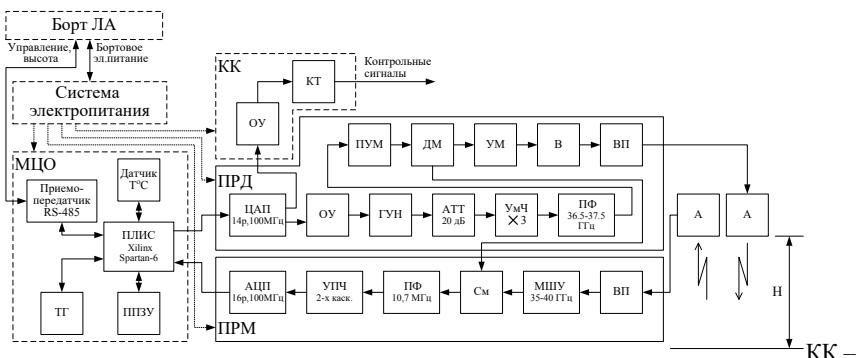
- габаритные размеры РВ без антенн - 120× 40 ×24 мм;
- масса РВ с рупорными антеннами - 0,25 кг;
- рабочая длина волны – 8 мм;
- мощность зондирующего сигнала – не более 1Вт;
- диапазон измеряемых высот от 0,3 до 300 м;
- среднеквадратическая ошибка измерения высоты в диапазоне от 0,3 до 10 м не более $\pm 0,2$ м, в диапазоне высот от 10 до 100 м – не более $\pm 3\%$ от значения измеряемой высоты;
- интерфейс управления и информационного обмена - RS-485.

Конструктивно РВ выполнен в виде прямоугольника, внутри которого с одной стороны выполнена фрезеровка для размещения СВЧ элементов, а так же выполнены волноводные переходы с площадкой для крепления антенн, на противоположной стороне размещается плата – модуль цифровой обработки, на которой размещены устройство управления и цифровой обработки. Элементы системы питания имеют децентрализованное размещение. В качестве антенн используются рупорные конические антенны. Внешний вид радиовысотомера и способ его установки на экспериментальной модели БЛА приведены на рисунке 1.



Рисунок 1 – Внешний вид РВ малых высот и способ его установки на модели БЛА «Ranger EX»

РВ построен по классической схеме радиовысотомеров малых высот с линейно-частотно модулированным (ЛЧМ) зондирующим сигналом. Отличительная особенность в построении РВ – способ управления зондирующим сигналом и способ слежения за истинной высотой. Принцип действия РВ заключается в поиске (при сканировании) и поддержании (при сопровождении) постоянным значения разностной частоты между излучаемым сигналом и сигналом, отраженным от земли и принимаемым приемником. Изменяемым параметром в зондирующем сигнале при сканировании является крутизна пилю, по закону которой осуществляется модуляция зондирующего сигнала. Для компенсации изменения частоты отраженного сигнала за счет эффекта Доплера, используется симметричный пилообразный сигнал. Амплитуда пилообразного сигнала определяет диапазон перестройки зондирующего сигнала. Управление и обработка сигналов, а так же информационный обмен с внешними устройствами реализованы на ПЛИС Spartan-6 фирмы Xilinx. Структурная схема РВ приведена на рисунке 2.



контрольный канал; ОУ – операционный усилитель; КТ – контрольная точка; МЦО – модуль цифровой обработки; ТГ – тактовый генератор; ППЗУ – перепрограммируемое постоянное запоминающее устройство; ПРД – передатчик; ЦАП – цифро-аналоговый преобразователь; ГУН - генератор управляемый напряжением; АТТ - аттенуатор; УмЧ – умножитель частоты; ПФ - полосовой фильтр; ПУМ – предварительный усилитель мощности СВЧ; ДМ – делитель мощности; УМ – усилитель мощности СВЧ; В - вентиль; ВП – волноводный переход; А – антенна; ПРМ – приемник; МШУ - малошумящий усилитель СВЧ; См - смеситель; УПЧ - усилитель промежуточной частоты; АЦП - аналого-цифровой преобразователь

Рисунок 2 – Структурная схема РВ

Весь диапазон измерения высот в РВ разбит на четыре поддиапазона: $\Delta H_1 = 0,3 \div 2$ м, $\Delta H_2 = 2 \div 10$ м, $\Delta H_3 = 10 \div 120$ м и $\Delta H_4 = 120 \div 300$ м, при этом девиация частоты ЛЧМ сигнала при измерении высот в соответствующих поддиапазонах составляет: $\Delta F_1 = 1500$ МГц, $\Delta F_2 = 750$ МГц, $\Delta F_3 = 375$ МГц и $\Delta F_4 = 187,5$ МГц соответственно. РВ работает в двух режимах «Взлет» и «Посадка». В режиме «Посадка» поиск и захват высоты осуществляется в поддиапазонах $\Delta H_3 \div \Delta H_4$.

РВ прошел весь цикл испытаний: климатические, виброиспытания и летные испытания. При этом летные испытания проводились на модели БЛА «Ranger EX» и БЛА 1ЛА-150 «Гриф» из состава беспилотного авиационного комплекса БАК-100. Всего в ходе испытаний на модели БЛА «Ranger EX» было осуществлено более 20, а на БЛА 1ЛА-150 «Гриф» около 30 полетов.

В ходе проведения летных испытаний был вскрыт ряд технических проблем, для решения которых потребовалось вносить изменения в алгоритм работы. Так в ходе испытаний были решены следующие технические проблемы:

- недостаточная развязка приемной и передающих антенн;
- сильное влияние на точность измерений эффекта Доплера;
- сложность обеспечения работоспособности РВ в диапазоне минимальных высот с учетом особенностей его размещения на БЛА.

Данные проблемы, прежде всего, обусловлены: частотным диапазоном, малыми размерами, особенностями установки РВ на борту конкретного БЛА. Большая часть проблем была решена за счет корректировки алгоритм работы РВ.



Основная техническая проблема, возникшая в ходе разработки РВ – сложность обеспечения развязки приемной и передающих антенн. Для РВ малых высот, работающих в метровом диапазоне длин волн, данная проблема решена за счет возможности разнесения антенн на необходимое расстояние друг от друга, так как запитка антенн осуществляется по коаксиальному кабелю, имеющему незначительные затухания для метровых длин волн. В разработанном РВ, данная проблема устранена за счет введения двух режимов работы: «Взлет» и «Посадка». В режиме «Посадка» поиск и захват высот осуществляется в диапазоне от 10 до 300 м, при этом диапазон высот от 0,3 до 10 м режектируется, однако слежение за измеренной высотой осуществляется во всем диапазоне измеряемых высот независимо от режима работы. Без введения данного режима в алгоритм работы РВ при его включении на больших высотах он производил захват сигнала просачивания, что с учетом разнесения и геометрии антенн соответствует – 0,37 м. На рисунке 3,а приведена диаграмма изменения высот БЛА при посадке до, а на рисунке 3,б после устранения данной проблемы.

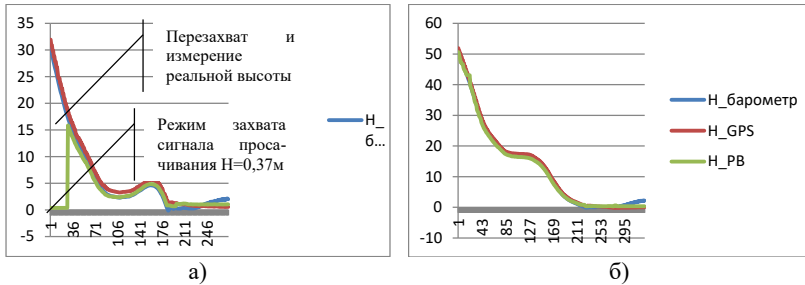


Рисунок 3 – Диаграмма измеренных высот при посадке БЛА,
рис. а) – до, рис. б) – после введения режима «Посадка».

Использование симметричного пилообразного закона изменения частоты зондирующего сигнала позволило избавиться от влияния частоты Доплера, возникающей при движении БЛА вертикально при снижении или взлете, а также за счет горизонтальных скоростей полета и наличия боковых лепестков у передающей и приемной антеннах, на измеренное значение высоты.

Оптимальным местом размещения РВ на БЛА является место в нижней части фюзеляжа вдоль строительной оси на максимальном удалении от стоек шасси и целевых нагрузок. Антенны должны быть направлены вниз перпендикулярно строительной оси БЛА. Удаление от стоек шасси и иных металлических элементов БЛА необходимо для обеспечения устойчивой работы РВ при поиске, захвате и слежении за высотой в наиболее сложных режимах – на малых и больших высотах полета. В ходе проведения летных испытаний на БЛА из состава беспилотного авиационного комплекса БАК-100 в работе РВ был отмечен недостаток, когда при разбеге БЛА в ходе взлета происходил захват второй пространственной гармоники – при реальном значении до ВПП $0,35 \pm 0,4$ м РВ переходил на захват и сопровождение высот $0,7 \pm 0,8$ м. Анализ данных объективного контроля полетов показал, что данное явление происходит при разбеге БЛА из-за уменьшения значения высоты до ВПП менее 0,3 м – минимального измеряемого РВ значения высоты. Для устранения

данного недостатка минимальная граница измеряемых высот была уменьшена с 0,3 до 0,2 м. На рисунке 4,а приведена диаграмма изменения высот БЛА при взлете до, а на рисунке 4,б после устранения данной проблемы.

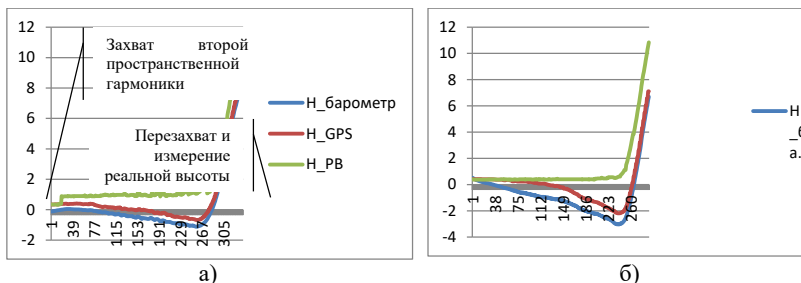


Рисунок 4 – Диаграмма измеренных высот при взлете БЛА,
рис. а) – до, рис. б) – после расширения значения
минимально измеряемых высот.

Управление передатчиком, измерение высоты полета и информационный обмен с внешним устройством – системой автоматического взлета и посадки (САВП), осуществляет МЦО. В ходе работы РВ МЦО обеспечивает:

- включение режима работы в соответствии с командой «Взлет» или «Посадка»;
- управление работой РВ:
 - включение (выключение) передатчика по команде «Передатчик»;
 - включение режима поиска, измерения и слежения за высотой по команде «Захват»;
- выдачу запрашиваемой САВП информации:
 - измеренное РВ значение высоты - «Н»;
 - статус состояния контура сопровождения за высотой – «ЗАХВАТ». Данный ответ о статусе контура сопровождения формируется РВ при замкнутом контуре сопровождения и слежении за высотой;
 - статус состояния ПРД – при включенном ПРД ответ о статусе «ПЕРЕДАТЧИК»;

В ходе поиска и измерения высоты МЦО автоматически изменяет значение девиации частоты зондирующего сигнала для поддиапазонов, в соответствии с правилом приведенном выше.

В РВ установлен датчик температуры, а в МЦО реализован программный модуль по измерению, контролю за текущей температурой и защите от перегрева выходного усилителя мощности ПРД. При достижении температуры УМ ПРД предельного значения в $+60^{\circ}\text{C}$ для предотвращения его выхода из строя осуществляется автоматическое отключение ПРД. В РВ в протоколе информационного обмена заложена возможность предоставления информации о текущей температуре ПРД. В ходе летных испытаний на БЛА 1ЛА-150 «Гриф» из состава БАК-100 РВ размещался на лючке из дюрала. С обратной стороны лючка в области передатчика располагался радиатор, РВ устанавливался на БЛА внутри корпуса, что полностью исключало возможность осуществлять обдув корпуса РВ



набегающим воздушным потоком. При таком размещении РВ снаружи корпуса БЛА оставались антенны и радиатор. Внешний вид лючка, РВ установленного на лючок и РВ установленного на БЛА приведены на рисунках 5а, 5б и 5в соответственно.

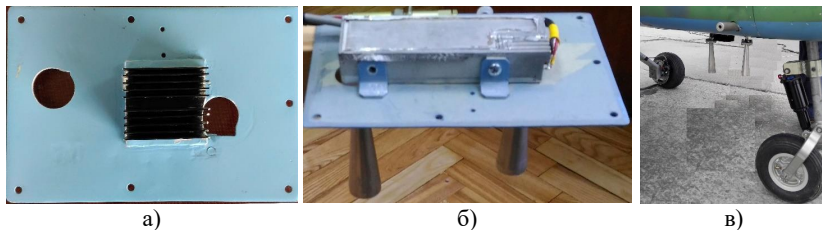


Рисунок 5 – Вариант установки РВ с использованием лючка на БЛА 1ЛА-150 «Гриф»

В ходе летных испытаний на БЛА 1ЛА-150 «Гриф» охлаждение ПРД РВ осуществлялось набегающим воздушным потоком за счет обдува внешнего радиатора. Независимо от температуры окружающей среды (от -6°C до $+28^{\circ}\text{C}$) и времени работы РВ на излучение (максимальное время полета и работы РВ составили около 40 минут) в ходе летных испытаний ни разу не был зафиксирован факт выключения РВ из-за перегрева выходного усилителя мощности ПРД.

Фрагменты данных объективного контроля взлета и посадки БЛА 1ЛА-150 «Гриф» в автоматическом режиме при использовании в контуре управления системы автоматического взлета и посадки данных от РВ приведены на рисунках 6 и 7 соответственно. Значения углов крена и тангажа приведены в градусах, значения высот от барометрического высотомера, навигационной системы GPS и РВ приведены в метрах. По горизонтальной оси приведены отсчеты с шагом регистрации данных объективного контроля – 10 раз в секунду, соответственно приведенные фрагменты по продолжительности заняли – 17,5 секунд.

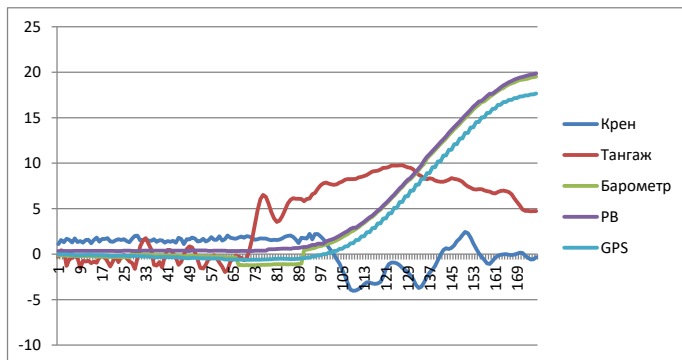


Рисунок 6 – Фрагмент данных объективного контроля взлета БЛА 1ЛА-150 «Гриф» при использовании в САВП высоты РВ

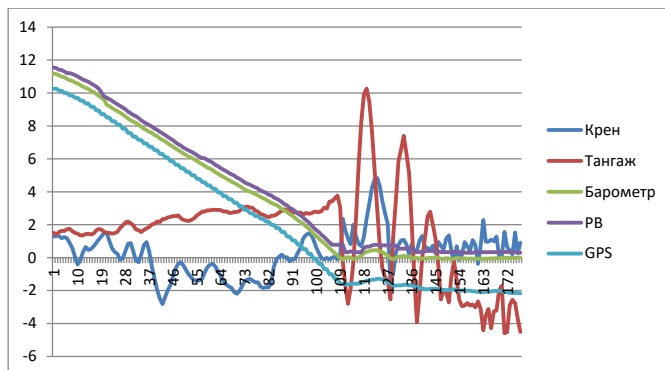


Рисунок 7 – Фрагмент данных объективного контроля посадки БЛА 1ЛА-150 «Гриф» при использовании в САВП высоты РВ

При проведении летных испытаний по результатам объективного контроля фиксировались ситуации, когда в ходе продолжительного полета при изменении погодных условий на посадке наблюдались существенные различия по высотам барометрического высотомера и РВ, что не позволяло осуществлять посадку в автоматическом режиме по данным высоты барометрического высотомера. На рисунке 8 представлен фрагмент посадки БЛА 1ЛА-150 «Гриф» на котором в момент касания взлетно-посадочной полосы (103 отсчет) различия в показаниях высот барометрического и радиоволнового высотомеров превышает 3 м. При этом на взлете расхождения в высотах от барометрического высотомера и РВ отсутствовали.

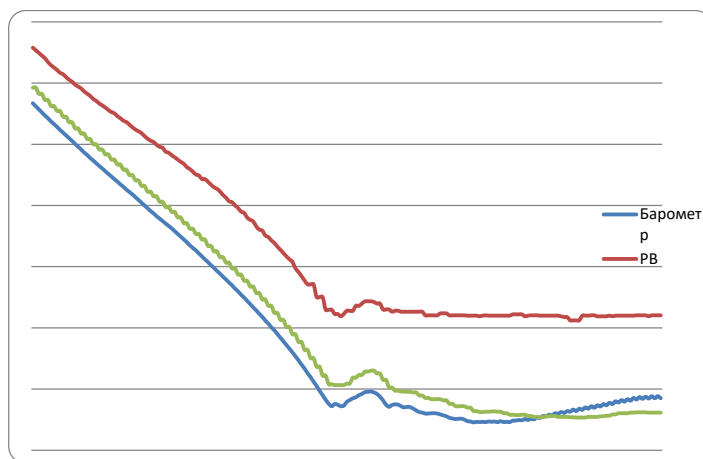


Рисунок 8 – Фрагмент данных объективного контроля посадки БЛА 1ЛА-150 «Гриф»



Разработанный радиоволновой высотомер миллиметрового диапазона длин волн в отличие от всех видов высотомеров, используемых в беспилотной авиации: лазерных, акустических, барометрических, обладает неоспоримым достоинством – всепогодность при обеспечении требуемой высокой точности и относительно малых габаритах и массе.

Литература

1. Сосновский, А.А. Радиоэлектронное оборудование летательных аппаратов: справочник / А.А. Сосновский, И.А. Хаймович– М., Транспорт, 1987. – 256 с., ил., табл.
2. Викторов, В.А. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов /В.А. Викторов, Е.В. Лукин, А.Ф. Совлуков; под ред. В.А. Викторова. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208 с.

Научное издание

7-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
ПО ВОЕННО-ТЕХНИЧЕСКИМ ПРОБЛЕМАМ, ПРОБЛЕМАМ ОБОРОНЫ
И БЕЗОПАСНОСТИ, ИСПОЛЬЗОВАНИЮ ТЕХНОЛОГИЙ ДВОЙНОГО
ПРИМЕНЕНИЯ

(Минск, 20–22 мая 2017 г.)

Сборник научных статей

В трех частях

Часть 2

Статьи публикуются в авторской редакции

Ответственный за выпуск: *В.В. Казбанов*
Редакторы: *О.Г. Тиханович, Ю.М. Сафонова*
Компьютерная верстка: *Ю.М. Сафонова*
Дизайн обложки: *Ю.М. Сафонова*

Подписано в печать 18.05.2017.
Формат 60×84/16. Бумага офсетная. Печать цифровая.
Усл. печ. л. 11,74. Уч.-изд. л. 9,47.
Тираж 45 экз. Заказ 462.

Издатель и полиграфическое исполнение:
ОДО «Издательство “Четыре четверти”».
Свидетельство о государственной регистрации
издателя, изготовителя и распространителя печатных изданий
№ 1/139 от 08.01.2014, № 3/219 от 21.12.2013.
Ул. Б. Хмельницкого, 8-215, 220013, г. Минск.
Тел./факс: (+375 17) 331 25 42. E-mail: info@4-4.by