

**Сборник научных трудов
VI Международного радиоэлектронного форума
«Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы
развития» (МРФ-2017)**

**PROCEEDINGS
of 6-nd International Radio Electronic
Forum (IREF'2017)**

Международная научная конференция

**«РАДИОЛОКАЦИЯ. СПУТНИКОВАЯ НАВИГАЦИЯ.
РАДИОМОНИТОРИНГ»**

International Scientific Conference

«RADAR. SATELLITE NAVIGATION. RADIOMONITORING»

**24-26 октября 2017 г.
Харьков, Украина**

**October 24-26, 2017
Kharkiv, Ukraine**

**Издательство «Точка»
ХАРЬКОВ 2017**

УДК 621.37/.39
ББК 32.84
Ш 52

Ш 52 6-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», МРФ-2017. Конференция «РАДИОЛОКАЦИЯ. СПУТНИКОВАЯ НАВИГАЦИЯ. РАДИОМОНИТОРИНГ». Сборник научных трудов. - Харьков: АНПРЭ, ХНУРЭ, Издательство «Точка», 2017. – 325 с.

В сборник включены научные доклады участников конференции «РАДИОЛОКАЦИЯ. СПУТНИКОВАЯ НАВИГАЦИЯ. РАДИОМОНИТОРИНГ» 6-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития», МРФ-2017.

Издание подготовлено организационным комитетом конференции.

61166, Украина, Харьков, просп. Науки, 14.
Тел.:(057)7021-068

© Академия наук прикладной радиоэлектроники, 2017

© Харьковский национальный университет радиоэлектроники, 2017

© Издательство «Точка», 2017

Председатель программного комитета конференции

Калюжный Николай Михайлович к.т.н., проф., академик АН ПРЭ, ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Состав Программного комитета конференции

Безрук Владимир Михайлович д.т.н., проф., зав. каф., академик АН ПРЭ, академик Академии связи Украины, ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Гуо Чан (Guo Qiang) PhD, professor, Институт связи и информационной техники, Харбинского инженерного университета, Харбин, КНР.

Гофайзен Олег Викторович д.т.н., проф., зав.каф., Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова, Одесса, Украина.

Дохов Александр Иванович к.т.н., проф., академик АН ПРЭ, ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Дубровка Федор Федорович д.т.н., проф., зав. каф., Засл. деят. науки и техники Украины, Академик Нью-Йоркской АН, НТУУ «КПІ», Киев, Украина.

Жалило Алексей Александрович к.т.н., с.н.с., ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Задонский Александр Ильич к.т.н., с.н.с., ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Зима Иван Иванович д.т.н., проф., академик АН ПРЭ, ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Kawalec Adam prof. dr hab. inż., Военно-техническая академия (Wojskowa Akademia Techniczna), Варшава. Польша.

Карташов Владимир Михайлович д.т.н., проф., зав. каф., академик АН ПРЭ, ХНУРЭ, Харьков, Украина.

Казимиров Александр Сергеевич ген. директор, ООО НПП "АТОМКОМПЛЕКСПРИБОР, Киев, Украина.

Кивва Феликс Васильевич д.ф.-м.н., проф., рук. отдела, Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков, Украина.

Кичак Василий Мартынович д.т.н., проф., декан. факультета, Винницкий национальный технический университет, Винница, Украина.

Клепфер Евгений Иванович д.т.н, с.н.с, академик АН ПРЭ, Львов, Украина.

Кобзев Анатолий Васильевич д.т.н., проф., академик АН ПРЭ, Харьковский университет воздушных сил им. И. Кожедуба, Харьков, Украина.

Конин Валерий Викторович д.т.н. с.н.с проф., НАУ, Киев, Украина.

Коноваленко Александр Александрович д.ф.-м.н., проф., академик НАН Украины, зам. Директора по научной работе, Радиоастрономический институт НАН Украины, Харьков, Украина.

Коротков Вячеслав Валентинович к.т.н., академик АН ПРЭ, Лауреат Государственной премии Украины, Казенное предприятие «Научно-производственный комплекс «Искра», Запорожье. Украина.

Костромицкий Сергей Михайлович	д.т.н., проф., член-кор НА Республики Беларусь, Минск, Республика Беларусь.
Леховицкий Давид Исаакович	д.т.н., проф., г.н.с., ХНУРЭ, Харьков, Украина.
Липатов Валерий Павлович	зам. ген. директора, НИИ радиолокационных систем «Квант-Радиолокация», Киев, Украина.
Лукин Константин Александрович	д.ф.-м.н., проф., зав. отд., Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАНУ, Харьков, Украина.
Лукин Владимир Васильевич	д.т.н., с.н.с., НАУ, ХАИ, Харьков, Украина.
Mercorelli Paolo Певцов Геннадий Владимирович	д.т.н., prof. Leuphana University, Lueneburg, Germany. д.т.н., проф., Харьковский университет воздушных сил им. И. Харьков, Украина.
Пиза Дмитрий Макарович	д.т.н., проф., проректор, директор ин-та информатики и радиоэлектроники, голова комитету «Телекомунікації» Украинской федерации информатики, Запорожский национальный технический университет, Запорожье, Украина.
Порошин Сергей Михайлович	д.т.н., проф., зав. каф., заслуженный работник образования Украины, академик АН ПРЭ, НТУ «ХПИ», Харьков, Украина.
Rychlik Andrzej.	PhD, Лодзинский технический университет, Polska, Łódź.
Сергиенко Олег Юрьевич	PhD, начальник департамента прикладной физики, Автономный Университет штата Нижняя Калифорния, Мексика.
Снисаренко Петр Николаевич	д.т.н., с.н.с., Центр военно-стратегических исследований, Национальный университет обороны Украины им. Ивана Черняховского, Киев, Украина.
Стефанович Виктор Тарасович	к.т.н., директор, ГП «НИИ «Квант», Киев, Украина.
Твердохлебов Владимир Витальевич	к.т.н., начальник управления специальных войск, ЦНИИ вооружения и военной техники ВСУ, Киев, Украина.
Траилин Вячеслав Федорович	зам. директора по науке, Казенное предприятие «Научно-производственный комплекс «Искра», Харьков, Украина.
Джин Юн	к.ф.-м.н., доцент, Институт электроники и информатики Циндаосского университета, Циндао, КНР.
Шифрин Яков Соломонович	д.т.н., проф., академик АН ПРЭ, г.н.с., ХНУРЭ, Харьков, Украина.
Шульга Сергей Николаевич	д.ф.-м.н., проф., декан радиофизического факультета, ХГУ им. В.Н. Каразина, Харьков, Украина.
Яновский Феликс Иосифович	д.т.н., проф., академик АН ПРЭ, Международной академии навигации и управления движением, Транспортной академии Украины и Академии электромагнетизма (Кембридж, Массачусетс, США), IEEE Fellow, НАУ. Киев, Украина.

Секция № 1
**РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ, ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ И АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ
И ТЕХНОЛОГИИ**

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В ИМПУЛЬСНЫХ ДМРЛ

Леховицкий Д. И.¹, Атаманский Д. В.², Рябуха В. П.¹, Семеняка А. В.¹, Катюшин Е.А.¹

¹ГП «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-радиолокация», Украина, Киев, 03150, ул. Деловая, 5, тел. (044) 289-76-21

²Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Украина, Харьков, 61023, ул. Сумская, 77/79, тел. (057) 340-30-79

In this paper we estimate an influence of local objects (LO) on the accuracy of meteorological parameters determination by inter-period processing (IPP) systems of pulse DWR. Here we describe the technique and results of analytical and experimental comparison of the meteorological parameters estimation accuracy under suppression the LO echoes by non-adaptive filters of various structure. We also ground the practical recommendation on their selection and application in IPP systems of present and prospective pulse DWR.

Введение и постановка задачи

Степень опасности метеообразований (МО) в импульсных доплеровских метеорологических радиолокаторах (ДМРЛ) определяют по их отражаемости, средней скорости и ширине спектра скоростей отражателей [1–3]. Точность оценивания этих параметров МО может существенно снижаться в присутствии отражений от местных предметов (МП). Ослабить вредное влияние МП достаточно сложно [1, с. 192] из-за неизвестности и изменчивости статистических характеристик отражений от МП и МО. Для этой цели на практике обычно используют неадаптивные фильтры подавления (НФП) отражений от МП [3–5], однако анализ их эффективности и сравнения в известной авторам литературе отсутствует.

Цель доклада:

- сравнить влияние МП на потенциальную точность измерений характеристик МО при отсутствии и наличии НФП отражений от МП;
- обосновать рекомендации по выбору НФП для систем МПО сигналов существующих и перспективных импульсных ДМРЛ.

1. Модели входных воздействий и методика математического эксперимента

А. В качестве модели отражений от МО и МП приняты процессы авторегрессии (АР – процессы [6, 10]) различного целого порядка $p > 1$ с заданными интенсивностью, шириной и центральной частотой унимодального спектра. НФП настроены на компенсацию отражений от источников с нулевой средней радиальной скоростью движения. Рассматриваются 3 вида НФП. Первый (Ф1) – классический фильтр череспериодного вычитания (ЧПВ) произвольной кратности. Второй (Ф2) – винеровский фильтр заданного порядка, минимизирующий выходную мощность входного процесса с заданным спектром. Третий фильтр (Ф3) – гипотетический винеровский фильтр заданного порядка процесса со спектром, совпадающим со спектром МП. Норма вектора весов всех фильтров одинакова (равна единице).

Б. Влияние МП и эффективность НФП характеризуются значениями ошибок измерения

$$\delta\eta, \delta B = \eta - \eta \quad (a), \quad \delta V_r = |V_r - V_r| \quad (b), \quad \delta w = w - w \quad (e). \quad (1)$$

которые сравниваются с их предельно допустимыми значениями [2]

$$\delta\eta_{\text{дон}} = 1 \text{ дБЗ}, \quad \delta V_{\text{дон}} = 1 \text{ м/с}, \quad \delta w_{\text{дон}} = 1 \text{ м/с} \quad (2)$$

Здесь η (дБ), V_r и w – истинные значения интенсивности (дБ), радиальной скорости и ширины спектра скоростей источников МО, заданные при моделировании, η (дБ), V_r , w – их оценки на входе (выходе) НФП при наличии отражений от МП.

Эти оценки ниже получаются хорошо известным методом "парных импульсов" [1–3, 5, 6] по элементам эрмитовой $M \times M$ корреляционной матрицы (КМ) $\mathbf{R} = [r_{i\ell}]_{i,\ell=1}^M$ междупериодных флуктуаций отражений на входе НФП. При постоянном интервале зондирования T , использованном в экспериментах, эта матрица – эрмитова теплицева и полностью определяется своим первым столбцом (корреляционной последовательностью (КП)) $\mathbf{r}_1 = [r_{i1}]_{i=1}^M$. В роли оценок параметров отражений в этом случае используются значения

$$\eta = r_{11} \quad (\text{а}), \quad V_r = \frac{\lambda}{4 \cdot \pi \cdot T} \cdot \phi, \quad \phi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(r_{12})}{\text{Re}(r_{12})}\right) \quad (\text{б}), \quad w = \frac{\lambda}{2 \cdot T} \cdot \Delta F \quad (\text{в}), \quad (3)$$

где λ — длина волны РЛС, ΔF — ширина спектра междупериодных флуктуаций отражений, зависящая от модуля коэффициента корреляции (КК) $\rho = |r_{12}/r_{11}|$ и порядка p AP – процесса [10].

Если при этом параметры (элементы вектора весов) НФП постоянны и не зависят от характеристик входных воздействий, то КМ $\mathbf{R}_{out} = [r_{i\ell}^{(out)}]_{i,\ell=1}^{M_{out}}$ на его выходе также эрмитова теплицева. В этом случае формулы (2), в которых КП \mathbf{r}_1 заменена на КП $\mathbf{r}_{1out} = [r_{i,1}^{(out)}]_{i=1}^{M_{out}}$, остаются справедливыми и для параметров МО на выходе НФП.

При наличии помех (суммы шума приемника и отражений от МП) оценки (3) характеризуют не параметры МО, а параметры их смеси с помехой. В частности, КК $\rho_{см}$ этой смеси связан с КК $\rho_{мо}$ МО равенством

$$\rho_{см} = \frac{\sigma_{мо}^2 \cdot \rho_{мо} + \sigma_n^2 \cdot \rho_{мп}}{\sigma_n^2 + \sigma_{мо}^2}, \quad (4)$$

где $\sigma_{мо}^2$ и $\sigma_n^2 = 1 + \sigma_{мп}^2$ – относительные (по отношению к мощности шума приемника) интенсивности МО и помехи, $\rho_{мп}$ – КК отражений от МП.

Аналогичная формула справедлива и для параметров процессов на выходе НФП, которые ниже снабжаются дополнительным индексом "1".

Д. Отражения от МО (ОМО) аппроксимируются AP – процессами порядка $p_{мо} = 5$ с относительной интенсивностью $\sigma_{мо}^2 = \eta_{мо} = 50$ дБ. В их модели учитывается движение МО с радиальными скоростями, изменяющимися с шагом 0,25 м/с в пределах интервала однозначности $[-V_{r0}/2, V_{r0}/2]$, с разбросами скоростей $w_{мо} = 2,5$ м/с и $w_{мо} = 18$ м/с, соответствующими "слабой" и "сильной" турбулентности [7].

Отражения от МП с нулевой средней радиальной скоростью аппроксимируются AP – процессом порядка $p_{мп} = 10$ с относительной интенсивностью $\sigma_{мп}^2 = \eta_{мп} = 60$ дБ и шириной спектра скоростей $w_{мп} = 1,5$ м/с.

2. Результаты моделирования

А. Рассмотрим вначале влияние помехи на точность оценки параметров МО на входе НФП.

На рис. 1, а показаны семейства зависимостей модуля $\rho = |\dot{\rho}_{см}(V_r)|$ и фазы $\phi(V_r)$ КК смеси помехи и МО на его входе. Параметром семейств служит интенсивность МО $\eta_{мо} = \sigma_{мо}^2$.

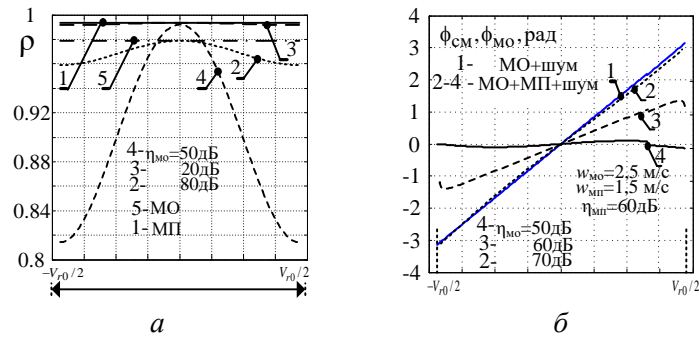


Рисунок 1 — Модули и фазы КК $\rho_{см}$ при различных значениях $\sigma_{мо}^2$ ($F_n = 0,75$ кГц, $\lambda = 0,1$ м).

Видно, что, как и следует из (4), при относительно малой интенсивности $\eta_{мо} = 20$ дБ МО значение $|\rho_{см}(V_r)|$ (кривая 3) практически совпадает со значением $|\rho_{мп}(V_r)|$ (кривая 1), несущим ошибочную информацию о ширине спектра скоростей МО. Эти же закономерности свойственны и фазе анализируемой смеси (рис. 1, б), несущей информацию о средней скорости МО. К требуемым значениям $|\rho_{мо}(V_r)|$ и $\varphi(V_r)$ приближение обеспечивается только при $\sigma_{мо}^2 \gg \sigma_n^2$ (здесь – при $\sigma_{мо}^2 = 80$ дБ). Отсюда следует, что при малых углах места, для которых чаще $\sigma_{мо}^2 \leq \sigma_n^2$, ошибки измерения параметров МО могут стать недопустимо большими, в связи с чем требуются специальные меры по ослаблению влияния помех.

Б. Перейдем теперь к оценке влияния помех при использовании НФП.

На рис. 2, а1-в1 и а2-в2 приведены ошибки $\delta\eta$ (1а) оценивания интенсивности МО по выходным сигналам НФП при "слабой" и "сильной" турбулентности. Затемненной полосой показаны требования к точности ее измерения. Параметром кривых служит порядок НФП, обозначенный на рис. а1(2), б1(2) буквой n , а на в1 (2) буквой $zz = n + 1$.

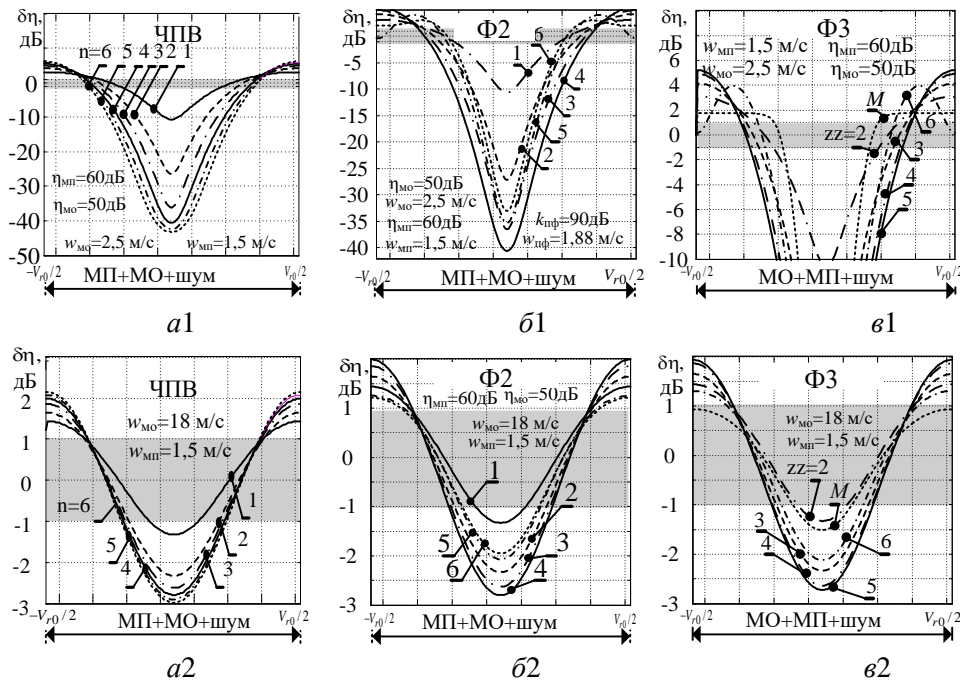


Рисунок 2 — Ошибки оценивания интенсивности МО ($F_n = 0,75$ кГц, $\lambda = 0,1$ м).

Видно, что в этом случае возможны недопустимо большие ошибки оценивания интенсивности $\delta\eta$ МО, движущихся с малыми радиальными скоростями. Они особенно велики в ЧПВ фильтре с наиболее широкой зоной режекции с минимальной крутизной. Эти ошибки обусловлены подавлением в НФП отражений не только от МП, но и от МО. Они занижают оценку реальной интенсивности МО и поэтому крайне нежелательны (рис.2, *a1-в1*).

При широком спектре скоростей МО (сильной турбулентности), когда $w_{n\phi}$ заметно меньше w_{mo} , НФП подавляет только незначительную часть спектра МО, так что ошибка оценивания интенсивности МО уменьшается (рис.2, *a2-в2*).

По мере роста радиальной скорости МО эти ошибки уменьшаются тем сильнее, чем уже спектр w_{mo} МО и меньше полоса $w_{n\phi}$ и крутизна зоны режекции НФП. Вне зоны режекции НФП возможны допустимые или даже завышенные ("благоприятные") оценки интенсивности МО.

В. На рис. 3 приведены зависимости от средней скорости МО ошибок δw оценивания ширины спектра скоростей (ШСС) МО при "слабой" (*a1-в1*) и "сильной" (*a2-в2*) турбулентности. Как и на рис.2, затемненной полосой здесь показаны требования к точности ее измерения.

Из их сравнения следует, что в первом случае (рис. 3, *a1-в1*) ошибки измерения ширины спектра МО в зоне режекции НФП существенно больше допустимых. Последнее связано с подавлением НФП смеси помехи и МО примерно до уровня шума приемника, уменьшающем КК их остатков, что эквивалентно расширению спектра остатков на выходе НФП. За счет этого возможна необоснованная "переоценка" степени опасности МО. По мере "выхода" МО из этой зоны НФП перестают режектировать ОМО, а ошибки входят в допустимые пределы.

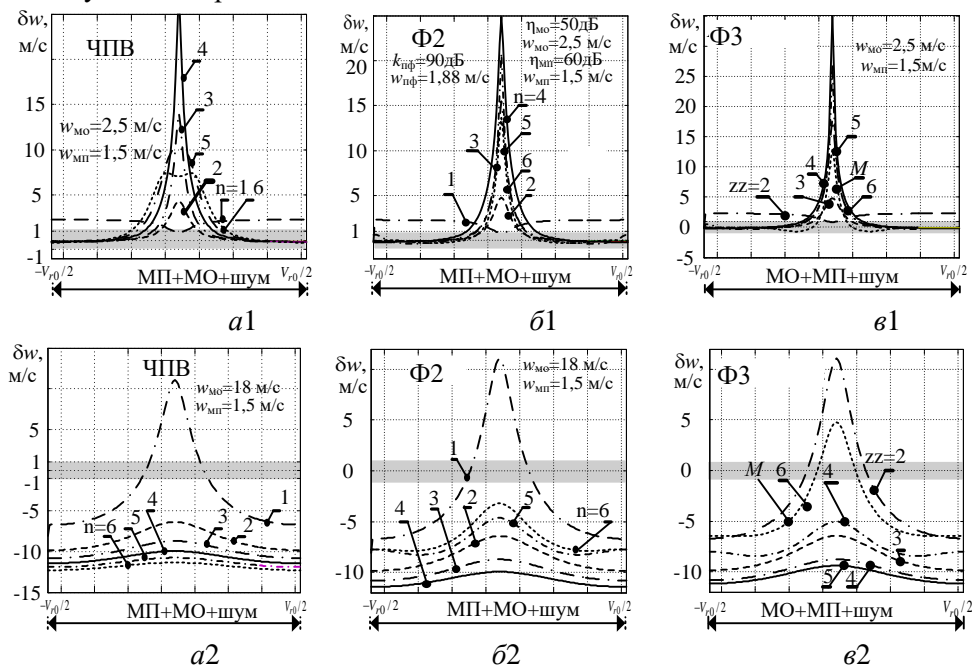


Рисунок 3 — Ошибки оценивания ширины спектра скоростей МО ($F_{\Pi} = 0,75$ кГц, $\lambda = 0,1$ м).

Во втором случае (рис. 3, *a2-в2*) при $w_{n\phi} < w_{mo}$ НФП не компенсируют смесь помехи и ОМО до уровня шума как в зоне режекции, так и вне ее. Их действие при $n > 1$ сводится только к сужению "эффективной" [8, 9] ширины спектра остатков и малому ее изменению по мере увеличения радиальной скорости движения МО. За счет этого

возможна нежелательная "недооценка" степени опасности МО.

Г. На рис. 4 приведены зависимости от средней скорости МО ошибок δV (1в) оценивания средней скорости МО при "слабой" (a1–в1) и "сильной" (a2 – в2) турбулентности.. Как и прежде, затемненной полосой здесь показаны требования к точности ее измерения.

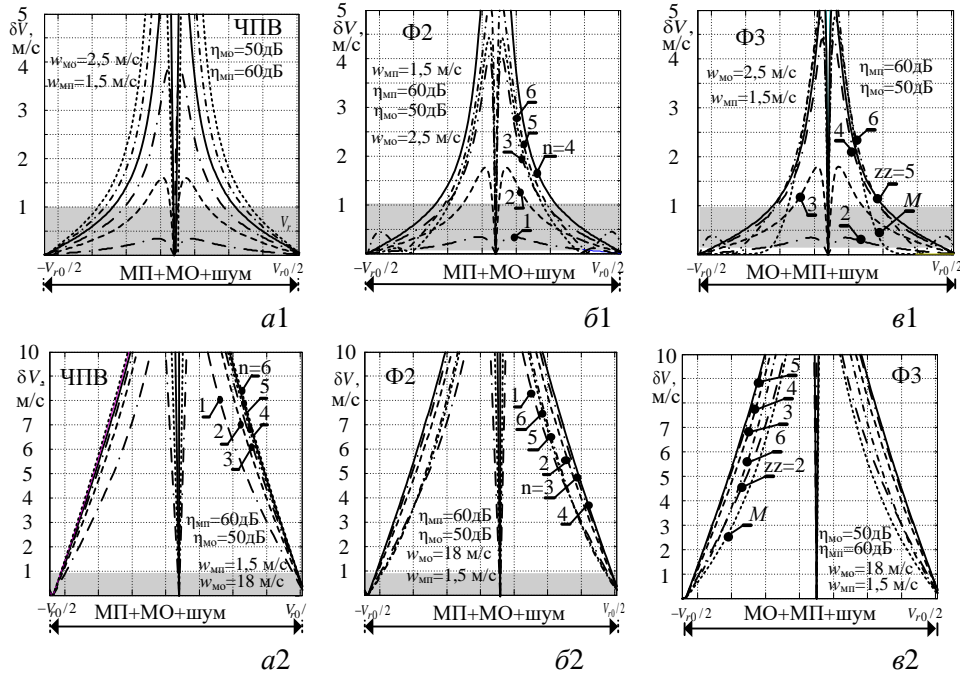


Рисунок 4 — Ошибки оценивания средней скорости МО ($F_n = 0,75$ кГц, $\lambda = 0,1$ м).

Видно, что в обоих случаях безошибочно измеряется нулевая радиальная скорость движения МО. Отличная от нуля скорость МО измеряется с ошибками, обусловленными искажением формы спектра МО НФП. Влияние этих искажений по мере роста модуля скорости МО уменьшается, и тем сильнее, чем уже спектр w_{MO} скоростей МО. За счет этого зона допустимых ошибок в случае "слабой" турбулентности (рис.4, a1–в1) существенно шире, чем при "сильной" (рис.4, a2–в2).

Приведенные графики характеризуют модуль ошибки измерения скорости МО. Направление движения МО определяется знаком ошибки, который совпадет со знаком отношения $im(\hat{\rho})/re(\hat{\rho})$ мнимой $im(\hat{\rho})$ к реальной $re(\hat{\rho})$ части КК $\hat{\rho}$ отражений.

На рис. 5 для НФП Ф3 М-го порядка показаны зависимости дроби $im(\hat{\rho})/re(\hat{\rho})$ от скорости V_r МО со "слабой" (рис. 5, а) и "сильной" (рис. 5, б) турбулентностью.

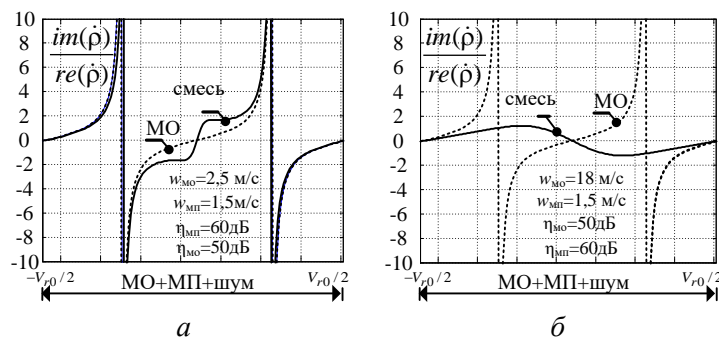


Рисунок 5 — Отношение мнимой к реальной части КК отражений от МО и смеси на выходе Ф3

Видно, что в случае "слабой" турбулентности (рис. 5, а) знак этого отношения для

МО на входе и его смеси с помехой на выходе фильтра совпадают, тогда как при "сильной" они могут отличаться (рис.5, б). Последний эффект нежелателен, поскольку вносит неопределенность в оценку направления движения МО.

Из-за ограничений на объем текста обсуждение этого эффекта здесь не приводится.

ВЫВОДЫ

Исследовано влияние отражений от местных предметов (МП) на ошибки измерений параметров метеобразований (МО) импульсными ДМРЛ с неадаптивными фильтрами подавления (НФП) помех различной структуры. Рассмотрены фильтры череспериодного вычитания (ЧПВ), винеровские фильтры для процессов с заданными спектрами (Ф2) и спектрами, совпадающими со спектрами МП (Ф3) Основные результаты исследований сводятся к следующему.

Применение НФП может повысить точность измерения параметров МО на фоне мощных помех от неподвижных МП. Эффект от их использования зависит от средней радиальной скорости МО, ширины спектра скоростей (турбулентности) МО и вида НФП.

Для МО со "слабой" турбулентностью (узким спектром) существенные ошибки измерения возможны при малых скоростях движения МО, когда их спектр оказывается в зоне режекции НФП, настроенного на подавление отражений от неподвижных МП. С ростом радиальной скорости МО влияние этого эффекта снижается тем сильнее, чем выше крутизна зоны режекции. При равном порядке фильтра она минимальна у фильтра ЧПВ, что объясняет его меньшую эффективность по сравнению с фильтрами Ф2 и Ф3. При "сильной" турбулентности ошибки измерения интенсивности МО в зоне режекции НФП существенно меньше, поскольку при этом подавляется только незначительная часть их спектра. Однако точность измерения скорости МО и ширины спектра скоростей в этом случае заметно меньше (п.п. В.Г.).

В зоне режекции НФП занижает мощность МО, что крайне нежелательно, поскольку при этом занижается их опасность. Для уменьшения этого эффекта должны использоваться фильтры с максимальной крутизной зоны режекции. В таких фильтрах увеличивается зона допустимых или даже завышенных оценок мощности МО, завышающих их опасность, что значительно лучше.

НФП в зоне режекции могут порождать большие ошибки измерения ширины спектра МО со "слабой" турбулентностью. В этом случае возможна необоснованная "переоценка" степени опасности МО. По мере "выхода" МО из этой зоны ошибки входят в допустимые пределы. Однако для МО с "сильной" турбулентностью НФП сужают спектр остатков МО на выходе, в связи с чем возможна нежелательная "недооценка" степени их опасности.

Проведенный анализ показывает, что использование НФП в целом уменьшает влияние МП на точность оценивания параметров МО, но не исчерпывает эту проблему. Требуется дальнейшие исследования, направленные на ослабление выявленных недостатков.

Литература

[1] Довиак Р.Дж. Доплеровские радиолокаторы и метеорологические наблюдения / Р.Дж. Довиак, Д.С. Зрнич; пер. с англ. под ред. А.А. Черникова. – Ленинград: Гидрометеиздат, 1988. – 512 с.

[2] Автоматизированные метеорологические радиолокационные комплексы "Метеочейка" / [Бочарников Н.В., Брылев Г.Б., Кузнецова Л.И. и др.]; отв. ред. Н.В. Бочарников, А.С. Солонин. – СПб.: Гидрометеиздат, 2007. – 238 с.

[3] *Bech J. and Chau J.L.*. Doppler Radar Observations – Weather Radar, Wind Profiler, Ionospheric Radar, and Other Advanced Applications./Edited by Published by InTech. 2012. . – 470 p.

[4] *Пица Д.М.* Усовершенствование метеоканала аэродромного радиолокационного комплекса «Днепр-А»\ Д.М.Пица, Н.П.Чернобородова, М. П. Чернобородов \ \ 3.: Радіоелектроніка. Інформатика. Управління. 2007. С.16-19.

[5] Доплеровский метеорологический радиолокатор ДМРЛ-С. Руководство по

експлуатації, в 6-ти кн., М.:ЛЭМЗ, 2011.

[6] *Rachkov D.S.* Lattice-filter-based ground clutter canceller for pulse Doppler weather radar / D.S. Rachkov, D.I. Lekhovytskyi, A.V. Semeniaka, V.P. Riabukha, D.V. Atamanskiy // 15th Int. Radar Symp. IRS 2014, 16–18 June 2014, Gdansk, Poland: proc. — Gdansk, 2014. — P. 215–219. — DOI: 10.1109/IRS.2014.6869251.

[7] *Яновський Ф.Й.* Метеонавігаційні радіолокаційні системи повітряних суден / Ф.Й.Яновський. - К.: НАУ, 2003.- 304 с.

[8] Сизых В.В., Тихонов В.И., Шахтарин Б.И. Случайные процессы. Примеры и задачи. Т.1. Случайные величины и процессы. Учебное пособие для вузов. 2-е изд., стереотип. – Телеком 2014.

[9] *Медиченко М.П.* Радиотехнические цепи и сигналы: Учебное пособие.// Медиченко М.П., Литвинов В.П. – М.: Изд-во МГОУ, 2011.

[10] *Lekhovytskyi D. I.* Estimation of the Energy Spectra of Reflections in Pulse Doppler Weather Radars. Part 1. Varieties of the Spectral Estimation Algorithms./ D. I. Lekhovytskyi, D. V. Atamanskiy, D. S. Rachkov, A V. Semeniaka.// –Radioelectronics and Communications Systems. – 2015. – Vol.58. No.12. с.523-551.

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ

Атаманский Д. В., Садовый К.В., Жуйков Д.Б., Бакуменко Б.В., Высоцкий О.В.
Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба,
Украина, Харьков, 61023, ул. Сумская, 77/79, тел. (057) 340-30-79

The offered procedure for evaluation of the parameters of moisture targets (MT) taking into consideration the presence of interference from local objects (LO). The basis of it is the usage of LO detector, basing on results of work of which the decision is taken to evaluate the MT parameters before and after nonadaptive interference filter (NIF) of LO. As opposed to traditional ones, the task of detection there is solved with the help of the threshold processing of the correlation coefficient of reflection, carrying the information both about the composition of the analyzed mixtures, and about the MT parameters. The possibility is experimentally approved, the reasonability of its practical usage is also approved within the system of evaluation of MT impulse Doppler meteo radar parameters.

Введение. Своевременное и достоверное обнаружение метеообразований (МО) и измерение их параметров играет важную роль в обеспечении безопасности полетов. В реальных условиях МО могут наблюдаться в смеси с отражениями от местных предметов (МП) [1], которые существенно снижают точность оценивания параметров МО. Вредное влияние МП обычно ослабляют неадаптивными фильтрами подавления (НФП) МП, которые, однако, могут увеличивать ошибки измерений параметров МО, если МП отсутствуют [2]. Априорная неопределенность наличия или отсутствия МП в анализируемом импульсном объеме определяет **цель доклада** – обосновать рациональную процедуру оценивания параметров МО с учетом возможного наличия помех от МП.

1. Описание предлагаемой процедуры

А. Схема предлагаемой процедуры приведена на рис.1. Ее основная особенность заключается в том, что параметры МО здесь измеряются по результатам работы обнаружителя МП. Если в нем принимается решение об отсутствии МП, то к измерителю параметров МО подключается результат измерения коэффициента корреляции (КК) входного процесса U (со входа НФП). В противном случае к нему подключается результат измерения КК выходного процесса НФП.

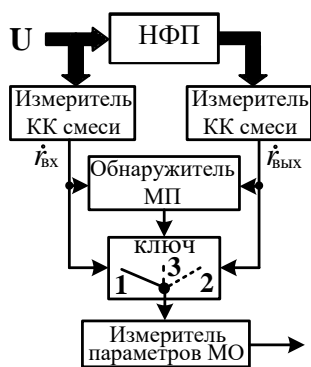


Рисунок 1 – Схема процедуры оценивания

Отличительная особенность процедуры заключается в том, что КК принимаемой смеси, несущие информацию о параметрах МО, одновременно используются и для обнаружения МП. Схема обнаружителя показана на рис. 2. Входными для него выступают модуль $|\dot{r}_{вх}|$ и фаза $\varphi_{вх}$ КК $\dot{r}_{вх} = |\dot{r}_{вх}| \cdot e^{j\varphi_{вх}}$ обрабатываемой смеси на входе НФП, и фаза $\varphi_{вых}$ КК $\dot{r}_{вых} = |\dot{r}_{вых}| \cdot e^{j\varphi_{вых}}$ на выходе НФП. Они поступают на пороговые устройства **П**, где сравниваются с порогами $r_0, \varphi_{02}, \varphi_{03}$, выбираемыми по заданным вероятностям ложной тревоги.

В обнаружителе проверяются следующие гипотезы о составе анализируемого процесса

- только помеха (собственный шум приемника или смесь шума и отражений от МП);
- смесь шума, отражений от МП и МО.

При справедливости первой гипотезы параметры МО не измеряются (ключ переводится в "нейтральное" положение 3). При справедливости второй гипотезы ключ ставится в положение 2, (параметры МО измеряются по КК с выхода НФП), в противном случае они измеряются по КК со входа НФП (ключ остается в исходном положении 1).

Б. Описанная логика работы обнаружителя МП использует известные законы распределений модулей и фаз максимально правдоподобных оценок КК отражений смежных интервалов зондирования на

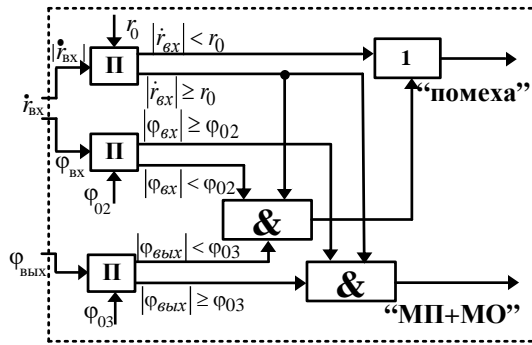


Рисунок 2 – Структурная схема обнаружителя МП

входе и выходе НФП [3, 5] при различных составах анализируемой смеси. Модуль $|\hat{r}_{вх}|$ КК $\hat{r}_{вх}$ смеси на входе НФП с требуемой вероятностью не превосходит соответствующий порог r_0 , если смесь образована только внутренним шумом приемника. Он будет превышен, если на входе НФП присутствует помеха или ее смесь с отражениями от МО (ОМО).

Если анализируемый процесс порожден только помехой, обусловленной нулевой средней скоростью МП, то фаза $\hat{r}_{вх}$ КК $\hat{r}_{вх}$ процесса на входе НФП с

требуемой вероятностью не превысит соответствующий порог φ_{02} . Порог φ_{02} не будет превышен и при наличии на входе НФП мощной помехи в смеси со “слабыми” ОМО ($\sigma_{\pi}^2 \gg \sigma_{\text{МО}}^2$) [2]. Ситуации, в которых фаза $\hat{r}_{вх}$ КК $\hat{r}_{вх}$ на входе НФП превышает порог φ_{02} , соответствуют наличию ОМО в анализируемой смеси. При их отсутствии с заданной вероятностью не превысит порог φ_{03} фаза $\hat{r}_{вх}$ КК $\hat{r}_{вх}$ на выходе НФП. При превышении этого порога принимается решение о наличии ОМО [2].

Эти соображения положены в основу алгоритма работы обнаружителя МП, который состоит в следующем:

- 1) по выборке анализируемого процесса оцениваются значения К.К. на входе ($\hat{r}_{вх}$) и выходе ($\hat{r}_{вх}$) НФП, модули и (или) фазы которых сравниваются с соответствующими порогами;
- 2) при $|\hat{r}_{вх}| < r_0$ считается, что в смеси отсутствуют как ОМО, так и МП. При $|\hat{r}_{вх}| > r_0$ и $\varphi_{вх} \leq \varphi_{02}$, $\varphi_{вх} \leq \varphi_{03}$ принимается решение о наличии вместе с шумом отражений от МП.
- 3) при $|\hat{r}_{вх}| > r_0$, $\varphi_{вх} \leq \varphi_{02}$, но $\varphi_{вх} \geq \varphi_{03}$ принимается решение о наличии в смеси шума, отражений от МП и ОМО.

2. Методика проверки процедуры оценивания параметров МО

А. Неизвестные КК $\hat{r}_{вх}$ и $\hat{r}_{вх}$ определяются по элементам оценочных корреляционных матриц (КМ) $\hat{\Phi}_{вх} = \left\{ \hat{f}_{\ell, i}^{(ВВХ)} \right\}_{\ell, i=1}^M$ на входе и $\hat{\Phi}_{вх} = \left\{ \hat{f}_{\ell, i}^{(ВВХ)} \right\}_{\ell, i=1}^M$ на выходе НФП:

$$\hat{r}_{вх} = \hat{f}_{21}^{(ВХ)} / \hat{f}_{11}^{(ВХ)}, \quad \hat{r}_{вх} = \hat{f}_{21}^{(ВВХ)} / \hat{f}_{11}^{(ВВХ)} \quad (1a)$$

Максимально правдоподобная оценка КМ

$$\hat{\Phi}_{вх} = K^{-1} \cdot \mathbf{Y} \cdot \mathbf{Y}^* = K^{-1} \sum_{i=1}^K \mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*$$

формируется по выборке объема K

$$\mathbf{Y} = \left\{ \mathbf{y}_i \right\}_{i=1}^K, \quad \mathbf{y}_i = \left\{ y_{\ell}^{(i)} \right\}_{\ell=1}^M \sim CN(0, \Phi) \quad (16)$$

M -мерных векторов \mathbf{y}_i , $i=1, K$, имитирующих комплексные амплитуды аддитивной смеси собственного шума приемника и отражений от МО и МП в M смежных интервалах зондирования K смежных элементов дальности. Они полагаются гауссовыми

взаимно независимыми векторами с нулевыми средними значениями ($\overline{\mathbf{y}_i} = 0, i \in 1, K$) и одинаковой корреляционной матрицей (КМ) $\Phi = \{\varphi_{pq}\}_{p,q=1}^M = \overline{\mathbf{y}_i \cdot \mathbf{y}_i^*}, i \in 1, K$, которая считается заданной. Алгоритм формирования выборок (16) подробно описан в [4]. По этому же алгоритму формируются выборки $\mathbf{Y}_{\text{вылх}} = \left\{ \mathbf{y}_{\text{вылх } i} \right\}_{i=1}^K, \mathbf{y}_{\text{вылх } i} = \left\{ y_{\text{вылх } \ell}^{(i)} \right\}_{\ell=1}^M \sim CN(0, \Phi_{\text{вылх}})$, используемые для оценки КМ $\hat{\Phi}_{\text{вылх}}$. КМ $\Phi_{\text{вылх}}$ получают с помощью преобразования Винера-Хинчина

$$\Phi_{\text{вылх}} = [r_{i\ell}]_{i,\ell=1}^M = \int_{-1/2}^{1/2} s(f) \cdot |W(f)|^2 \cdot \mathbf{x}(f) \cdot \mathbf{x}^*(f) df,$$

где $s(f)$ — спектр процесса на входе НФП;

$|W(f)|^2$ — энергетическая частотная характеристика фильтра (ЭЧХ) НФП;

$\mathbf{x}(f) = [x_\ell(f)]_{\ell=1}^M$, — вектор отсчетов комплексной гармоники частотой f .

Б. Эффективность процедуры оценивания параметров МО будем определять условными вероятностями правильного обнаружения D и ложной тревоги F .

$$F = \max(F_1, F_2, F_3), \quad (a) \quad D = D_1 \cdot D_2 \cdot D_3 \quad (б), \quad (2)$$

где F_1 и D_1, F_2 и D_2, F_3 и D_3 — соответственно, вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения трех событий – "коррелированности выборки", "нулевой фазы на входе НФП", "ненулевой фазы на выходе НФП". Полагается, что эти события взаимно независимы, что проверяется в ходе математического эксперимента.

В. Фигурирующие в (2) вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения полностью определяются плотностями распределения $p_{\hat{\rho}}(x, \rho)$ модуля КК смеси на входе НФП и фазы $p_{\hat{\varphi}}(x, \rho, \phi) dx$ смеси на входе и выходе НФП:

$$F_1 = \int_{r_0}^1 p_{\hat{\rho}}(x, \rho_0) dx \quad (a), \quad D_1 = \int_{r_0}^1 p_{\hat{\rho}}(x, \rho) dx \quad (б) \quad (3)$$

$$F_{2(3)} = \int_{\varphi_{02(03)}}^1 p_{\hat{\varphi}}(x, \rho_{2(3)}, \phi_{\text{ex(вылх)}}) dx \quad (a), \quad D_{2(3)} = \int_{\varphi_{02(03)}}^1 p_{\hat{\varphi}}(x, \rho_{2(3)}, \phi_{\text{ex(вылх)}}) dx \quad (б), \quad (4)$$

где $p_{\hat{\rho}}(x, \rho_0)$ и $p_{\hat{\rho}}(x, \rho)$ — плотности распределения модуля КК по гипотезе отсутствия и наличия коррелированных отсчетов смеси соответственно; ρ_0 и ρ — истинные значения модуля КК для указанных гипотез; $p_{\hat{\varphi}}(x, \rho_{2(3)}, \phi_{\text{ex(вылх)}})$ — плотности распределения фазы КК на входе (выходе) НФП по смеси шума приемника и отражений от МП; $\rho_{2(3)}$ и $\phi_{\text{ex(вылх)}}$ — истинные значения модуля КК и фазы на входе (выходе) НФП.

В работе используется оценка модуля КК

$$|\hat{r}(T)| = \hat{\rho}_1 = \left| \sum_{l=1}^L a_{l,l+1} \right| / \sqrt{\sum_{l=1}^L a_{ll} \cdot \sum_{l=1}^L a_{l+1,l+1}}, \quad L \in 1, M-1, \quad (5)$$

для которой в [3] получен закон распределения при $L=1$, имеющий вид

$$p_{\hat{\rho}}(x) = 2 \cdot x \cdot \frac{(K-1)(1-x^2)^{K-2} (1-\rho)^K P(K-1, (1+x^2 \cdot \rho)/(1-x^2 \cdot \rho))}{(1-x^2 \cdot \rho)^K}, \quad (6)$$

где $P(n, y)$ — полином Лежандра n -й степени от y .

Плотность $p_{\hat{\varphi}}(x, \rho_{2(3)}, \phi_{\text{ex(вылх)}})$ распределения фазы $\hat{\varphi}$ КК (5) при $L=1$ равна [5]

$$p_{\hat{\varphi}_T}(x, \rho, \phi) = \frac{1}{2} \cdot (1 - \rho^2)^K \times \left\{ \frac{1}{\pi} \cdot {}_2F_1\left(K, 1; \frac{1}{2}; (b(x))^2\right) + \frac{1}{2^{2K-1}} \cdot \frac{\Gamma(2 \cdot K)}{\Gamma(K) \cdot \Gamma(K)} \cdot b(x) \cdot (1 - (b(x))^2)^{-(K+1/2)} \right\} \quad (7)$$

где ${}_2F_1(a, b; c; z)$ – гипергеометрическая функция Гаусса; $\Gamma(x)$ – гамма-функция; $b(x) = \rho \cdot \cos(\phi - x)$, где ρ и ϕ – модуль и фаза истинного КК анализируемых воздействий.

3. Результаты математического эксперимента

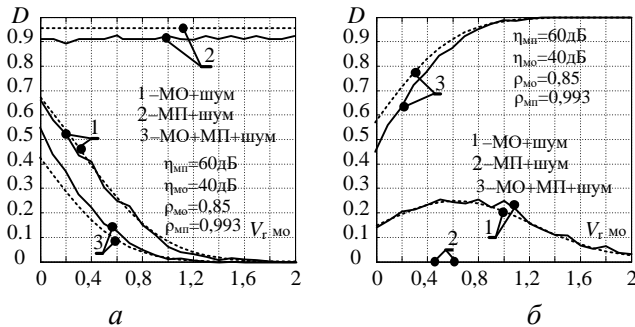


Рисунок 3 — Вероятность обнаружения ОМО ($\lambda = 0,1\text{м}$, $F_{\Pi} = 750\text{Гц}$, $F = 0,01$, $K = 15$).

На рис.3 показаны зависимости вероятности $D(V_{r\text{МО}})$ принятия решения “помеха” (рис.3, а) или “МП+МО” (рис.3, б) от радиальной скорости $V_{r\text{МО}}$ МО при воздействии на вход НФП различных видов смеси. Штриховыми кривыми показаны расчетные зависимости, полученные по (2)-(7). Сплошные кривые иллюстрируют результаты имитационного моделирования. Кривые 1 отражают зависимости $D(V_{r\text{МО}})$, полученные по смеси шума и ОМО, кривые 2 — только по помехе, кривые 3 — по смеси ОМО и мощной помехи. Из анализа кривых рис. 3,а следует, что алгоритм (1.Б) позволяет уже при радиальных скоростях МО $V_r > 2\text{м/с}$ с вероятностью $D > 0,9$ правильно принимать решение о том, что принятую смесь следует воспринимать как “помеху”, и параметры МО не измерять. Алгоритм также эффективно обнаруживает смесь “слабой ОМО” с “мощной” помехой (рис. б), что важно для практики, поскольку измерения при такой смеси целесообразно проводить при включенном НФП МП.

Вывод. Повысить точность оценивания параметров МО в присутствии МП можно за счет введения процедуры обнаружения МП в анализируемой смеси. Эта процедура определяет условия, в которых должен использоваться НФП МП. Для повышения эффективности обнаружителя полезным может оказаться усреднение оценок КК смежных отсчетов анализируемого процесса. При дальнейших исследованиях целесообразно сравнить ошибки измерения параметров МО предложенным методом и существующими, в которых обнаружение МП не предусмотрено.

Литература: 1. Радиолокационные метеорологические наблюдения: в 2 т. / Т. А. Базлова [и др.]; под ред. А. С. Солонина; Ин-т радар. метеорологии. – СПб.: Наука, С.-Петербург. изд. фирма, 2010. – Т.1: Научно-методические основы. – 311 с.2. Леховицкий Д. И. Оценка влияния отражений от местных предметов на точность измерения параметров метеобразований в импульсных ДМРЛ. / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, В. П. Рябуха, А. В. Семеняка, Е.А. Катюшин. // Настоящий сборник.3. Леховицкий Д. И. Статистические характеристики различения гауссовских коррелированных и некоррелированных случайных сигналов по обучающим выборкам конечного объема. / Д. И. Леховицкий, Д. В. Атаманский, П. М. Флексер, С. И. Бурковский // Антенны. М:-№7.-2001.- С.3-9.4. Леховицкий Д.И. Моделирование пассивных помех импульсным РЛС на основе процессов авторегрессии произвольного порядка / Д.И. Леховицкий, И.Г. Кириллов // Системы обработки информации. – 2008. – № 3 (70). – С. 90 – 101.5. Леховицкий Д.И. Модифицированный метод парных импульсов для когерентных импульсных МРЛ с произвольными интервалами зондирования. /Д.И. Леховицкий, Д.С. Рачков, А.В. Семеняка, Д.В. Атаманский, А.А. Пушкин.//– М.: Радиотехника / Успехи современной радиоэлектроники. – 2012. – №3. – С.25 – 45.

СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ НАВІГАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСІВ

Богом'я В.І., Тимошук О.М.

Державний університет інфраструктури та технологій

04071, Україна, м. Київ, Подільський р-н, вул.Фрунзе, 9, тел. (050) 398-47-96,

E-mail: bog2603@ ukr.net; факс (044) 463-74-70

The given work is devoted to the actual scientific problem of subsequent development of structural synthesis and statistical theory of analysis of ultrawideband (UWB) passive radio engineering complexes (PREC) and high-precision complexes of two and three dimensional objects mapping development on its basis, in particular coastal zones control complexes of rivers and seas water area was solved. Radio engineering systems creation that satisfy the requirements of «Green Engineering» is a quite actual research direction, defined by international scientific community. PREC creation, that through UWB processing of spatio-temporal signals will provide the high-precision formation of two- and three dimensional radiometric images can be referred to the most probable directions of these requirements reaching. Method of inverse spatial filtering of primary two dimensional radiometric images, which greatly increases accuracy of their reproduction was firstly developed from the solution of inverse radiometric images forming problems; PREC of extended objects three dimensional mapping were firstly proposed, synthesized and substantially researched; new criterion of PREC widebandity and ultrawidebandity was proposed.

Введення. До перспективних напрямків розвитку радіотехнічних систем (РТС) можна віднести загальносвітову тенденцію наслідування принципів “Green Engineering”: зниження енергоспоживання; зменшення шкідливого впливу на навколишнє середовище і біологічні об'єкти; зменшення масогабаритних характеристик і ін. Цим вимогам задовольняють мікрохвильові пасивні радіотехнічні комплекси (ПРТК), які обробляють власне радіовипромінювання або випромінювання сторонніх джерел, перевідбите досліджуваними об'єктами. Розвиток ПРТК залежить від досягнень мікрохвильової радіометрії – області науки і техніки, пов'язаної з вивченням і розробкою методів і засобів прийому мікрохвильового випромінювання, вимірювання його параметрів і характеристик.

Слід зазначити, що переважна більшість сучасних радіометрів оброблюють вузькосмугові сигнали і, відповідно, методи вилучення інформації, які передбачають вирішення зворотних задач, прийнятні у вузькосмуговому наближенні. У той же час ширина робочої смуги частот є вельми важливим параметром радіометрів, який визначає їх основні параметри та характеристики. Зокрема, розширення робочої смуги знижує похибку оцінок параметрів радіотеплового випромінювання об'єктів, а також покращує флуктуаційну чутливість приймача і зменшує неоднозначності вимірювання просторових координат. Останні є причиною значного рівня дифракційних пелюсток функції невизначеності (ФН) ПРТК. Тому можна стверджувати, що вузькосмугове наближення суттєво обмежує потенційні характеристики ПРТК.

Обробка надширокосмугових (НШС) сигналів у одно- та багатоканальних радіометрах значно покращує їх показники якості. Тому найбільш перспективним є перехід до обробки НШС у ПРТК. На сьогодні такі комплекси найбільш затребувані у радіоастрономії та дистанційному зондуванні Землі. Наразі вагомі відомості щодо розвитку радіоастрономії отримують за допомогою ALMA (Atacama Large Millimeter and Submillimeter Area, Чилійські Анди), GIANT, VLA (Very Large Antenna, Пуна, Індія), SKA (Square Kilometer Area, Австралія, ПАР та Нова Зеландія) і ін. Особливість цих комплексів у тому, що вони за рахунок обробки просторово-часових сигналів (вузькосмугових) дозволяють отримати вузькоспрямовані однопелюсткові ФН з використанням системи розріджених антен, а не однієї континуальної антени великого

розміру. Платою за використання розріджених антенних решіток є зменшення флуктуаційної чутливості по відношенню до континуальних (суцільних) антен. Наразі найбільша база ПРТК реалізована у проекті «Радиоастрон» – 189 000 км.

Позитивний досвід радіоастрономів перейнято для дослідження Землі з космосу. Так проект Європейської космічної агенції «SMOS» (Soil moisture and ocean salinity) дозволяє отримувати радіометричні зображення акваторій морів і океанів з найбільшою (серед існуючих дециметрових радіометрів космічного базування) розрізнявальною здатністю – 25 км² на піксель зображення. Ці радіометричні зображення через вирішення зворотних задач дозволяють визначати солоність вод та вологість ґрунтів у глобальних масштабах.

Для сучасних ПРТК характерні наступні риси: використання великої кількості (десятки і сотні) антен задля досягнення однозначних вузько спрямованих ФН; значне енергоспоживання (сотні і тисячі кореляторів, які оброблюють сигнали на виходах) та потреби у високих розрахункових потужностях і системах охолодження. Все це обмежує можливість застосування існуючих ПРТК у таких галузях як народне господарство, медицина і ін. У той же час їх облік можна змінити за рахунок обробки НШС просторово-часових сигналів. Особливо слід відзначити досягнення цифрової елементної бази, яка дозволяє реалізовувати гнучкі алгоритми обробки сигналів, наприклад аналого-цифрові перетворювачі з бітністю 14 і більше, програмовані логічні інтегральні схеми (ПЛІС) з наносекундною затримкою на вентилі.

Проте ці досягнення техніки мають супроводжуватися відповідними досягненнями у створенні алгоритмів обробки НШС сигналів. Можливі два варіанти розвитку теоретичних відомостей: евристичний та статистичний. Евристичний є наслідком накопичення практичних знань та передбачувані на їхній основі ефективних операцій з обробки сигналів. Він потребує мінімальних відомостей щодо статистичної природи сигналів, але характеризується наступними недоліками: застосовується висококваліфікованими спеціалістами; не завжди є інваріантним до зміни умов проведення експериментальних досліджень, а також ускладнюється вибором конкретних значень параметрів налаштування систем, кожен з яких може змінюватися у широких межах.

Ці недоліки не властиві статистичному підходу, який передбачає синтез алгоритмів оптимальної (за обґрунтованим критерієм) обробки сигналів і розробки на їхній основі структури ПРТК. Тому доцільно саме розробляти статистичну теорію ПРТК.

Розглянемо досягнення сучасної теорії ПРТК. У роботах Єсепкіної Н. О., Королькова Д.В. і Парійського Ю.М., а також монографіях зарубіжних авторів К. Ван Схонвелда, Томпсона А.Р., Уілсона Т. та ін. ПРТК наведено лише оглядово. Питання статистичного синтезу ПРТК розглядалися у монографії Караваєва В.В. та Сазонова В.В. Слід зазначити, що підґрунтям для цих робіт стали публікації Мартіна Райла, у яких описано метод так званого пасивного «апертурного синтезу» та його практичну реалізацію. Загалом, робіт, які стосуються методу апертурного синтезу, досить багато і їх неможливо охопити у огляді. Наразі лише Караваєв В.В. досить стисло вказується на перспективність створення широкосмугових ПРТК.

Базові елементи теорії НШС ПРТК кристалізувалися у працях Волосюка В.К. Передумовою появи цих праць стало створення Волосюком В.К. математичних перетворень, які у літературі отримали назву V-перетворень. Ці перетворення є узагальненням перетворень Фур'є, Лапласа, Френеля, Ганкеля на випадок обробки НШС просторово-часових полів та їх статистичних характеристик. Особливістю робіт є те, що НШС поля опрацьовуються переважно у континуальній області та пропонується задля використання теорії здійснювати розбиття цієї області на заключному етапі синтезу, тобто модифікувати саме кінцеву форму алгоритму. Цей шлях не дозволяє відстежити низку особливостей обробки НШС сигналів і тому більше визначає напрямок досліджень, а не визначення практичних особливостей обробки просторово-часових сигналів.

Основна частина. Таким чином, з аналізу слідує, що на сьогодні методи та

комплекси мікрохвильової радіометрії широко застосовуються у різних галузях науки і техніки. При цьому вимоги до цих методів та комплексів стрімко зростають, що породжується викликами сучасності щодо підвищення вимог до точності, надійності та оперативності прийняття рішень. Вузькосмугове наближення може забезпечити ці вимоги, проте для цього потрібно суттєво (на порядок і більше) збільшувати кількість просторових каналів обробки сигналів, що значно збільшує не тільки економічні затрати на створення системи, але й протирічить тенденціям «Green Engineering». Альтернативний варіант – перехід до обробки НШС сигналів. Можливість технічної реалізації таких комплексів частково продемонстрована німецькими інженерами. Проте вони не здатні надати ґрунтовних пояснень та фізичної інтерпретації результатам, які спостерігають за допомогою НШС систем. Все це призводить до того, що наразі повною мірою сформувався наступне протиріччя: з однієї сторони є необхідність переходу до обробки НШС сигналів, надто, просторово-часових НШС полів, і є необхідна елементна база, а з іншої – статистична теорія НШС пасивних радіотехнічних комплексів має фрагментарний характер і потребує проведення ґрунтовних досліджень та узагальнення. Це протиріччя породжує актуальну наукову проблему подальшого розвитку статистичної теорії структурного синтезу та аналізу надширокосмугових пасивних радіотехнічних комплексів і розробки на її основі високоточних комплексів дво- і тривимірного картографування об'єктів.

Метою роботи є подальший розвиток статистичної теорії структурного синтезу пасивних радіотехнічних комплексів, розробка на її основі комплексів дво- і тривимірного картографування протяжних об'єктів з дослідженням їх потенційних характеристик.

Об'єкт дослідження – обробка просторово-часових надширокосмугових сигналів в пасивних радіотехнічних комплексах.

Предмет дослідження – методи, алгоритми і структурні схеми обробки надширокосмугових просторово-часових сигналів в пасивних радіотехнічних комплексах високоточного дво- та тривимірного картографування протяжних об'єктів.

Для досягнення поставленої мети дослідження потрібно вирішити наступні завдання: аналіз математичного апарату V -перетворень та особливостей його застосування для вирішення задач статистичного синтезу ПРТК та інтерпретації параметрів та характеристик надширокосмугових ПРТК; уточнити моделі стохастичних просторово-часових полів радіотеплового випромінювання об'єктів у ближній (Френеля) та дальній (Фраунгофера) зонах; математично формалізувати задачі статистичного синтезу ПРТК різного цільового призначення з розкриттям функціоналів правдоподібності та статистичних характеристик полів та шумів; синтезувати алгоритми оптимальної обробки сигналів радіотеплового випромінювання з метою формування двовимірних радіометричних зображень високого просторового розрізнення, обґрунтувати можливість переходу до квазіоптимальної обробки сигналів і розробити відповідні структурні схеми ПРТК; оптимізувати алгоритми тривимірного картографування об'єктів за допомогою ПРТК, які розміщуються у ближній зоні Френеля відносно протяжних об'єктів дослідження, розробити відповідні структурні схеми ПРТК; розробити методіку визначення границь вузько-, широко- та надширокосмуговості ПРТК, яка б враховувала як робочу смугу частот, так і взаємне просторове розміщення антен у антенній решітці, і вигляд ФН ПРТК; дослідити особливості заповнення області просторової спектральної чутливості ПРТК за рахунок трансформації часових частот у просторово-часові; встановити критичні точки існуючої теорії статистичного синтезу ПРТК та вказати шляхи їх подолання; дослідити ФН ПРТК; розробити методіку підвищення якості радіометричних зображень, яка б дозволила усунути похибки, які виникають за рахунок значного інтегрального рівня бічних пелюсток ФН; показати можливість створення ПРТК контролю прибережних зон водних акваторій.

Методами дослідження є: методи математичної статистики, функціонального аналізу та оптимальних рішень при вирішенні задач статистичного синтезу структур

пасивних надширокосмугових радіотехнічних комплексів дво- та тривимірного картографування протяжних об'єктів; методи спектрально-кореляційного аналізу і математичний апарат V -перетворень при дослідженні просторових та статистичних характеристик просторово-часових сигналів, а також просторово-спектральних характеристик пасивних радіотехнічних комплексів; методи імітаційного моделювання для підтвердження достовірності синтезованих алгоритмів обробки сигналів та розроблених методів вторинної обробки радіометричних зображень.

Висновки: Отримали подальший розвиток моделі НШС просторово-часових сигналів, які на відміну від відомих дозволяють врахувати кривизну хвильового фронту поля між просторово-рознесеними антенами для дослідження об'єктів у ближній зоні Френеля, що дозволило формалізувати оптимізаційну задачу структурного синтезу пасивної радіотехнічної системи тривимірного картографування протяжних об'єктів.

Удосконалено метод заповнення області просторово-спектральної чутливості систем апертурного синтезу надширокосмуговими просторово-часовими сигналами і показано, що запропонований спектральний метод апертурного синтезу відрізняється від відомих паралельного і послідовного методів апертурного синтезу визначеним автором законом нерівномірного заповнення області просторово-спектральної чутливості, що не спостерігалось раніше. Це вперше дозволило обґрунтувати можливість переходу від обробки надширокосмугових до багатосмугових просторово-часових сигналів з нееквідистантним кроком по частоті.

Вперше введено нові та удосконалено ряд наявних визначень, які традиційно використовуються для опису вузькосмугових сигналів, для адекватного визначення фізичної сутності статистичних характеристик надширокосмугових просторово-часових сигналів і алгоритмів їх обробки.

Уперше отримано точні явні рішення задач структурного синтезу пасивних надширокосмугових радіотехнічних комплексів високоточного формування радіометричних зображень об'єктів, які розміщені у дальній зоні Фраунгофера, на випадок використання антенних систем з довільним числом елементів. Вперше надано фізичну інтерпретацію радіометричних зображень, отриманих багатоканальними пасивними радіометричними комплексами, зокрема, показано, що вони представляють собою вагові усереднення радіометричних зображень, отриманих на континуумі робочого діапазону частот.

Вперше в результаті вирішення зворотних задач формування радіометричних зображень розроблено метод інверсної просторової фільтрації первинних двовимірних радіометричних зображень, який передбачає попереднє оцінювання узагальненої функції невизначеності комплексу і наступне їхнє відновлення з точністю, яка суттєво вища за ту, яка визначається функцією невизначеності системи на кожній з частот у межах робочого діапазону. Особливістю запропонованого методу є те, що він може застосовуватися для обробки зображень, які, окрім протяжних, містять хоча б одне точкове джерело радіовипромінювання.

Вперше запропоновано, синтезовано та ґрунтовно досліджено пасивні радіотехнічні системи тривимірного картографування протяжних об'єктів, які на відміну від активних систем картографування характеризуються меншою точністю, але не потребують зондуючого сигналу і у майбутньому при удосконаленні елементної бази для обробки надширокосмугових сигналів здатні будуть конкурувати по точності з активними.

Запропоновано новий критерій вузько-, широко- та надширокосмуговості для ПРТК, який на відміну від відомих, передбачає аналіз функції невизначеності пасивного радіометричного комплексу і, відповідно, залежить не тільки від відношення ширини робочої смуги частот до центральної частоти налаштування приймача, а й від розміщення антенної системи. Цей критерій усуває наявні розбіжності у визначенні належності систем до вузько-, широко- та надширокосмугових.

АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМИ ADS-B З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВЕДЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

Головняк Д.В., Калімулін Т.М., Худов Г.В.

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

61023, м. Харків, вул. Сумська 77/79, тел. (057) 700-22-97,

E-mail: dm.holovniak@gmail.com; моб. тел. (097) 625-15-63

The using of ADS-B system information for the improving of the accuracy of the location of airborne objects in the information system of the air intelligence systems.

Вступ. Особливістю ведення розвідки повітряного простору в умовах ведення сучасних гібридних війн є використання повітряного простору одночасно військовими літаками, що виконують бойові та спеціальні завдання, та цивільними повітряними суднами, які виконують польоти над зонами військових конфліктів. Вирішення задач оцінки повітряної обстановки та прийняття рішень при порушеннях порядку використання повітряного простору, загроз порушення Державного кордону та при загрозах застосування противником засобів повітряного нападу висуває додаткові вимоги до підвищення точності та достовірності визначення місцеположення повітряних об'єктів та їх класифікації.

Мета статті – проаналізувати можливість використання інформації системи ADS-B для підвищення точності визначення місцеположення повітряних об'єктів в інформаційній підсистемі системи розвідки повітряного простору.

Основний матеріал. Постановка задачі та викладення матеріалів дослідження.

Важливим напрямком вдосконалення системи розвідки повітряного простору є інтеграція джерел інформації про повітряну обстановку, що використовують різні способи її отримання.

Існуюча система збору, обробки та відображення інформації про повітряну обстановку складається з радіолокаційних станцій підрозділів радіотехнічних військ, зенітних ракетних військ Повітряних Сил Збройних Сил України, радіолокаційних засобів підрозділів військ протиповітряної оборони Сухопутних Військ Збройних Сил України, засобів радіо- та радіотехнічної розвідки. Також до джерел інформації про повітряну обстановку можна віднести пости візуального спостереження, що розгорнуті в підрозділах Збройних Сил України, Державної прикордонної служби України, Національної Гвардії України.

Додатковими джерелами інформації про повітряну обстановку є первинні та вторинні засоби радіолокації Державного підприємства обслуговування повітряного руху України, а також планова інформація про здійснення польотів в повітряному просторі України.

Зміст інформації про повітряні судна, що збирається за допомогою засобів радіолокації підрозділів видів Збройних Сил України включає дані про їх місцеположення, висоту (при наявності радіовисотоміра або використанні трьохкоординатної радіолокаційної станції (РЛС)), час вимірювання координат. Рішення про курс польоту повітряного судна та його швидкість приймається на підставі виміру координат за визначений період часу.

Система збору, обробки та передачі інформації має багато рівнів, тому на кожному рівні обробки накопичується помилки, що обумовлені помилками зйому координат, запізненням інформації.

Якщо курс повітряного об'єкту рівномірно розподілений в інтервалі $[0^\circ, 360^\circ]$, то можна показати, що середньоквадратичні помилки, які викликані запізненням інформації, становлять по азимуту

$$\sigma_{\beta}^{\text{зап}} = 40,5 \frac{V_{\text{ц}} \cdot t_{\text{зап}}}{D_{\text{ц}}},$$

де $V_{ц}$ - швидкість повітряного об'єкту,
 $D_{ц}$ – дальність до повітряного об'єкту,
 $t_{зап}$ - час запізнення інформації;
по дальності

$$\sigma_D^{зап} = 0,707 \cdot V_{ц} \cdot t_{зап}.$$

Помилки зйому координат визначаються типом РЛС, кваліфікацією оператора, наявністю засобів автоматизації.

Помилка визначення площинних координат:

$$\sigma_{xy} = \sqrt{\frac{(D_{ц} \cdot \sigma_D^{РЛС})^2 + (H_{ц} \cdot \sigma_H)^2}{D_{ц}^2 + H_{ц}^2} + (D_{ц}^2 - H_{ц}^2) \cdot \left(\frac{\sigma_{\beta}^{РЛС}}{57,3}\right)}$$

де $\sigma_D^{РЛС}$ – помилка виміру дальності повітряного об'єкту радіолокаційною станцією,

$\sigma_{\beta}^{РЛС}$ – помилка виміру азимуту повітряного об'єкту радіолокаційною станцією,

σ_H – помилка виміру висоти повітряного об'єкту,

$H_{ц}$ – висота повітряного об'єкту.

Сумарна помилка вимірювання координат

$$\sigma_{\Sigma}^{РЛС} = \sqrt{(\sigma^{РЛС})^2 + (\sigma^{зап})^2}$$

де $\sigma^{РЛС}$ – помилка визначення координат радіолокаційною станцією,

$\sigma^{зап}$ – помилка, що викликана запізненням інформації.

ADS-B представляє собою систему, в якій повітряне судно передає до наземної станції інформацію про свій польотний індекс, абсолютну висоту польоту, місцеположення, також в повідомленнях ADS-B може міститися інформація про курс польоту повітряного судна та швидкість. При цьому місцеположення повітряного судна визначається його бортовою навігаційною системою або приймачем GPS, а висота – за допомогою бортового висотоміра.

При використанні інформації системи ADS-B точність визначення координат в горизонтальній площині визначається за законом Гауса як радіус кола з центром в точці, що вказана в повідомленні про місцеположення повітряного судна, та рахується, що імовірність фактичного місцеположення в межах цього кола складається 95%. Точність визначення висоти залежить від виміру висоти висотоміром і похибок кодування та передачі даних.

Прийом інформації системи ADS-B можна організувати на будь-якому етапі обробки інформації про повітряну обстановку та використовувати її для підвищення точності визначення координат повітряних об'єктів в кожній ланці управління.

Висновки і напрямки подальших досліджень. Запропоновано використання інформації системи ADS-B для підвищення точності визначення місцеположення повітряних об'єктів в системі розвідки повітряного простору.

Напрямами подальших досліджень є розробка алгоритмів визначення координат повітряних об'єктів з використанням інформації системи ADS-B.

Література

1. Оценка наблюдения с использованием систем ADS-B и мультилатерации в целях обеспечения обслуживания воздушного движения и рекомендации по их внедрению / Международная организация гражданской авиации, 2013. – Циркуляр ИКАО 326-AN/188 – 46 с.

СОЗДАНИЕ МАКЕТА ДЛЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С БПЛА

Данилин А.Б. Зайченко А.Н. Усиченко А.В.

Дочернее предприятие «Защита и автоматизация объектов НИИРИ»

61054, Харьков, ул. Ак. Павлова 271,

E-mail: usichenko@niiri.kharkov.com факс: (057) 738-23-10

The report gives an overview and characteristics of some modern high-speed data links of UAV. The characteristics of the model to be created for full-scale tests of a high-speed data link with UAV in the S band.

Одним из наиболее важным компонентов беспилотного авиационного комплекса является аппаратура канала передачи данных между БПЛА и наземной станцией управления (НСУ)

Цифровые каналы передачи данных БПЛА используются для передачи команд управления БПЛА и приема телеметрии аппаратуры БПЛА, для передачи команд управления аппаратурой полезной нагрузки БПЛА, для передачи данных полезной нагрузки (данных бортовой систем получения изображения поверхности Земли и др). Цифровые каналы получения данных используются в основном в военных целях и обеспечивают высокую скорость передачи данных, надежность и помехозащищенность передачи.

Каналы передачи данных БПЛА могут работать в зоне прямой видимости НСУ – БПЛА (Line of Sight (LOS)) и вне зоны прямой видимости НСУ – БПЛА (Beyond Line of Sight (BLOS)) с использованием систем спутниковой связи (SATCOM) либо ЛА(БПЛА) – ретрансляторов.

Анализ открытых отечественных и зарубежных источников показывает, что в командно-телеметрических радиоперелиниях управления современными БПЛА и радиоперелиниях передачи данных полезной нагрузки БПЛА наиболее часто используются UHF, S, C и Ku диапазоны радиоволн. В перспективных, разрабатываемых радиоперелиниях предпочтение будет отдаваться C и Ku – диапазонам частот

В настоящее время широко и пользуются следующие высокоскоростные каналы передачи данных БПЛА: CDL, TCDL, TDDL и др.

Программа CDL (Common Data Link) предназначена для достижения взаимодействия (функциональной совместимости) каналов передачи данных и обеспечения бесперебойной («бесшовной») связи между несколькими ISR (Intelligence, Surveillance and Reconnaissance) системами сбора, эксплуатируемыми вооруженными силами и правительственными учреждениями США и НАТО.

Программа CDL возникла в 1979 году как канал передачи «точка – точка» для передачи ISR данных. В середине 1990-х годов проводились работы по возможности функционирования CDL в сетевой архитектуре (в IT-Enabled Net-Centric архитектуре). В спецификации CDL включен IP-протокол для поддержки совместимости подключения к сети передачи данных.

CDL является ранней версией каналов передачи данных, которые используются для БПЛА. В CDL реализуется полный дуплекс. В восходящей линии («Земля – воздух») реализуется «безопасная» (защищенная шифрованием), помехозащищенная (с использованием расширения спектра методом прямой последовательности) цифровая связь «точка – точка». Скорость передачи по радиоперелинии «вверх» («Земля – воздух») составляет 200 Кбит/с, по линии «вниз» («воздух – Земля») 10,71 Мбит/с, 137 Мбит/с или 274 Мбит/с (в настоящее время реализована только 10,71 Мбит/с). Семейство каналов передачи CDL используется как в зоне прямой видимости (LOS), так и вне прямой видимости (BLOS) с использованием ретрансляторов (на ЛА, БПЛА). Кроме того, возможно использование CDL для управления БПЛА и полезной нагрузки (сенсоры, датчики и т.п.) вне зоны прямой видимости (BLOS) с использованием спутниковых каналов связи.

В каналах передачи CDL обеспечивается реализация следующих функций при обработке сигналов:

- мультиплексирование / демуплексирование;
- рандомизация / дерандомизация;
- шифрование / дешифрование;
- дифференциальное кодирование / декодирование;
- сверточное кодирование / декодирование;
- чередование (перемежение) / дечередование (деперемежение);
- расширение спектра / сужение спектра;
- модуляция / демодуляция.

В CDL используется несколько видов помехоустойчивого кодирования, наиболее распространенные: сверточное кодирование ($R = 1/2$, $K = 7$); Рида-Соломона ($R = 7/8$, $R = 13/14$); Nordstrom-Robinson ($R = 1/2$).

В радиолиниях «вверх» используется расширение спектра сигнала. Чаще всего используется расширение спектра методом прямой последовательности (DSSS), реже (опционально) может использоваться расширение спектра путем программной перестройки радиочастоты (ППРЧ) по случайному закону.

В линиях «вверх» используются методы модуляции BPSK, QPSK, OQPSK с расширением спектра (SS) (SS BPSK, SS QPSK, SS OQPSK). В линии «вниз» используется модуляция QPSK, OQPSK (расширение спектра не используется).

В «стандартном» CDL могут реализоваться следующие скорости передачи информации:

- линия «вверх»: 0,2 Мбит/с; 0,4 Мбит/с; 2 Мбит/с; 10,71 Мбит/с;
 - линия «вниз»: 10,71 Мбит/с; 21,42 Мбит/с; 44,73 Мбит/с; 137 Мбит/с; 274 Мбит/с.
- Стандартный CDL (и TCDDL) включены в стандарт НАТО STANAG 7085.

В каналах передачи данных CDL используют частотные полосы I, S, X и Ku – диапазонов радиоволн.

Целью программы TCDDL (Tactical Common Data Link) является разработка CDL-совместимых, недорогих, малогабаритных, обладающих небольшим весом аппаратуры цифровых каналов передачи данных широкого спектра ISR-приложений. TCDDL является безопасным (защищенным) каналом передачи данных и разрабатывался (разрабатывается) американскими военными для применения в БПЛА (например, Predator и Outrider) и далее был продлен на дополнительные пилотируемые и беспилотные летательные аппараты. Первоначальная скорость передачи данных в TCDDL: 200 Кбит/с по линии «вверх» и от 1,544 Мбит/с до 10,71 Мбит/с по линии «вниз» (в будущем скорости передачи планируется увеличить до 45 Мбит/с и 274 Мбит/с в линиях «вверх» и «вниз» соответственно). Линия «вверх» используется для передачи команд управления БПЛА и полезной нагрузки, линия «вниз» для передачи данных полезной нагрузки (данные радиолокатора (РСА), изображения (оптические, инфракрасные), MPEG II видео и другую информацию). В каналах передачи TCDDL используются как всенаправленные, так и направленные антенны для передачи и приема сигналов Ku-диапазона.

Восходящая радиолиния (линия «вверх») работает в диапазоне 15,15 ÷ 15,35 ГГц, нисходящая радиолиния (линия «вниз») работает в диапазоне 14,4 ÷ 14,83 ГГц. В зоне прямой видимости (LOS) TCDDL обеспечивает дальность действия 200 км, при высоте БПЛА более 15 Kft (~ 4500 м).

Кроме режима работы канала передачи «точка – точка» (между БПЛА и наземным терминалом) в TCDDL возможен режим работы «точка – многоточка» («симплекс трансляция») между БПЛА и несколькими терминалами, работающими только на прием. В дальнейшем в режиме «точка – многоточка» будет реализован «полный дуплекс».

TDDL (Tactical Digital Data Link) - передовой цифровой канал передачи данных нового поколения, разработанный специально для БПЛА, требующих высокую степень защиты связи в сочетании с высокой надежностью и высокой скоростью передачи данных. TDDL обеспечивает режим работы цифрового канала передачи «точка – точка»,

«полный дуплекс», помехоустойчивость связи. В TDDL используется технология SDR (Software Defined Radio), которая обеспечивает «гибкость» и программируемость скорости передачи данных, модуляции, скорости кодирования и обеспечивает совместимость с TDDL и STANAG 7085.

Дальность действия TDDL без использования ретранслятора составляет 200 км. В то же время аппаратура TDDL сама может обеспечивать функции ретранслятора. TDDL обеспечивает широкий диапазон скоростей передачи данных: по восходящей радиолинии (линия «вверх») скорость передачи может составлять от 9,6 Кбит/с до 200 Кбит/с, для нисходящей радиолинии связи — от 1,6 до 10,71 Мбит/с.

В аппаратуре TDDL используются модуляции BPSK, QPSK, DQPSK, OQPSK, MSK.

В TDDL используются шифрование, сверточное и каскадное кодирование и чередование. Для обеспечения помехозащищенности в «восходящих» радиолиниях (линия «вверх») используется расширение спектра сигнала методом прямой последовательности (DSSS), а также программная перестройка частоты (FH) (опционально). В «восходящей» радиолинии обычно используется BPSK модуляция, а в «нисходящей» радиолинии — QPSK, DQPSK, OQPSK.

Скорости передачи данных в TDDL могут переключаться (по выбору), также в TDDL имеется возможность (опционально) измерения дальности и направления на БПЛА. TDDL может работать с несколькими бортовыми сенсорами (несколькими полезными нагрузками), поддерживает интерфейсы таких базовых сенсоров, как SAR, FLIR и др. Бортовые терминалы БПЛА (ADT) каналов передачи TDDL высоконадежны, компактны, имеют малые веса (менее 5–6 кг), конвекционное охлаждение, низкую стоимость обеспечения жизненного цикла, а также обеспечивают встроенное тестирование и калибровку. В TDDL используются интерфейсы управления и контроля: Mil-Std-1553B, RS-422, 10/100 Base-T.

Каналы передачи TDDL работают в S, C, X и Ku – диапазонах радиоволн (Ku \approx 14,4 ÷ 15,35 ГГц). Выходная мощность передатчиков составляет от 2 Вт до 10 Вт. Потребляемая мощность составляет менее 200 Вт.

В TDDL используются следующие варианты бортовых антенн: всенаправленные, направленные переключаемые по секторам (секторальные) и направленные управляемые по одной оси (обычно по α).

Антенны, используемые в наземных терминалах (GDT), также могут быть всенаправленными, направленными управляемыми по одной оси (обычно по α) или по двум осям (по α и β). В системе управления наземным антенным устройством применяется автосопровождение (отслеживание БПЛА) с использованием моноимпульсного пеленгатора или по измерениям бортового приемника GPS.

Основной причиной ограничения дальности действия радиолинии передачи данных БПЛА работающих в зоне прямой радиовидимости (LOS) является сильное ослабление сигнала, обусловлено интерференцией и дифракцией радиоволны, когда БПЛА находится в зоне «полу тени», т.е. на расстоянии более чем $0,8 R_0$ от НСУ (R_0 – дальность прямой геометрической видимости при заданных высотах антенны НСУ и высоты полета БПЛА). При этом множитель ослабления обусловленный влиянием поверхности Земли может достигать нескольких десятков дБ.

Кроме того на качество высокоскоростных радиолиний передачи данных БПЛА существенно влияют медленные и быстрые «замирания» сигнала, обусловленные многолучевостью распространения радиоволны и Доплеровским эффектом. Эти эффекты особенно проявляются при очень малых углах места, что характерно для радиолиний БПЛА с большими дальностями действия.

Для исследования этих эффектов создается макет для натуральных испытаний высокоскоростной радиолинии передачи данных с БПЛА.

Основные характеристики макета

1. Диапазон частот 2,3 .. 2,4 ГГц;

2. Скорость передачи данных 10 Мбит/с;
 3. Модуляция сигнала QPSK, DQPSK + сверточное кодирование ($R=1/2$, $d=7$)
+ перемежение;
 4. Мощность бортового передатчика 1 Вт;
 5. Коэффициент усиления антенн
бортовой 6 дБ;
наземной 24 дБ;
 6. Шумовая температура МШУ приемника НСУ ~150 К
- Наземная антенна наводится по азимуту и для увеличения дальности действия поднимается на мачте высотой 4..8 м. Бортовая аппаратура радиолинии планируется размещаться на легкомоторном самолете с максимальной высотой полета 1700 м.
- Ожидаемая дальность действия радиолинии при высоте полета ~1000м порядка 90÷100 км.

**НАБЛЮДЕНИЯ ВАРИАЦИЙ КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТ F-ОБЛАСТИ
АВРОРАЛЬНОЙ ИОНОСФЕРЫ, СОПРОВОЖДАВШИХ СТАРТЫ РАКЕТ
С КОСМОДРОМА ПЛЕСЕЦК, С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАТОРОВ
ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ (ИОНОЗОНДОВ)**

Живолуп Т. Г., Панасенко С. В.

Институт ионосферы НАН и МОН Украины
61002, г. Харьков-2, ул. Краснознаменная, 16, тел. (057) 706-22-87
E-mail: ion@kpi.kharkov.ua; факс (057) 706-22-87

The time dependences of the critical frequencies of the F region of ionosphere for the three launches of the Soyuz rocket from the Plesetsk cosmodrome are analyzed from the data of two ionosondes located near Tromsø, Norway and Longyear, the Svalbard archipelago, Norway. Quasi-periodic variations of these frequencies observed after the launches with delays of 30-60 min and about 70 min for ionosondes near Tromsø and Longyear, respectively, are found. The periods of wave disturbances were 30 - 60 min, and the amplitudes were 0.05 - 0.2 MHz. The horizontal propagation velocities corresponded to the velocities of the acoustic-gravity waves at the heights of the electron concentration maximum.

Обнаружение и оценка параметров волновых процессов, вызванных стартом ракеты, является актуальной задачей по нескольким причинам. С одной стороны, старты и полеты ракет представляют собой своего рода активные эксперименты в геокосмосе, в которых расстояние до космодрома и выделяемая энергия, зависящая от массы ракеты, являются известными величинами. С другой стороны, наблюдаемые волновые возмущения сами по себе являются индикатором исследуемых событий. При наличии одновременных измерений, проведенных рядом разнесенных в пространстве измерительных комплексов, по значениям параметров наблюдаемых процессов можно определить местоположение, время старта и оценить массу стартовавшей ракеты.

Целью данной работы является анализ вариаций критических частот F2-слоя авроральной ионосферы, имевших место после старта ракеты "Союз" с космодрома Плесецк, по данным ионозондовых наблюдений с помощью системы радиолокаторов вертикального зондирования.

Для диагностики ионосферных возмущений использовались данные двух ионозондов (Dunasonde), расположенных вблизи г. Тромсе (Норвегия) и г. Лонгьер (архипелаг Свальбард, Норвегия).

Ионозонд, расположенный вблизи г. Тромсе, является одним из шести цифровых ионозондов, спроектированных и созданных в Лаборатории космической среды (Боулдер, США) в течение 1975 – 1978 гг. Для стандартного зондирования он излучает радиоимпульсы гауссовской формы длительностью по половинной мощности около 128 мкс. Максимальная мощность составляет 10 кВт. Два приемника используются с мультиплексорами на входах таким образом, что можно подключать различные пары шести приемных антенн при приеме каждого импульса. Ширина полосы пропускания приемника равна 30 кГц. Погрешность оценки критических частот $f_{o,x}F2$ составляет около 10 кГц (0.01 МГц).

Предающая антенна ионосферной станции была установлена в 1980 г. и является четырехмачтовой двухплоскостной логопериодической антенной с коэффициентом логопериодичности $\tau = 0.92$. Приемная антенна представляет собой квадратный массив из шести длинных диполей, диагональ квадрата равна 141 м. Каждый диполь состоит из двух алюминиевых трубок длиной 11 м и диаметром 15 см, расположенных на высоте 2 м над поверхностью Земли.

Оборудование ионозонда (передатчик, приемник и антенны) практически не изменились с 1980 г., в то время как программное обеспечение и обработка данных существенно улучшились. Сейчас данные ионозонда представляются в реальном времени в сети Интернет с использованием более детального анализа, что привело к

существенному улучшению детализации результатов. В 2002 г. была установлена автономная система анализа данных в реальном времени. Она позволила получать большое разнообразие ионосферных параметров, включая профили концентрации электронов, скорость переноса плазмы, автоматически масштабируемые значения критических частот E- и F- областей.

Ионозонд вблизи г. Лонгьер имеет практически такие же характеристики, как и описанный выше, кроме размера приемной антенны – она состоит из четырех длинных диполей.

Расстояние от космодрома Плесецк до ионозондов составляет около 1200 км и 2000 км соответственно. Данные ионозондов находятся в свободном доступе в сети Интернет (<http://dynserv.eiscat.uit.no>). Информация о дате и времени старта ракеты (СР), а также модификации ракеты представлена в табл. 1.

Таблица 1 – Общие сведения о стартах ракеты и геомагнитной обстановке

Дата	Время старта, UT	Тип ракеты	Высокоширотные индексы		Планетарные индексы	
			A	K	A_p	K_p
15.04.2010	15:00:00	Союз У	6	33121100	8	43111101
16.04.2010			2	21000010	4	21000111
17.04.2010			2	10100011	2	10000011
05.05.2014	13:49:35	Союз 2.1а	10	13332321	10	23322222
06.05.2014			1	11100000	3	11111000
07.05.2014			3	00003101	4	01112112
26.06.2011	16:00:00	Союз У	6	33112101	7	33111111
27.06.2011			3	11112001	5	12111122
28.06.2011			1	11000001	4	22001101

Примечание. Данные, относящиеся ко дню старта, выделены жирным начертанием.

Значения высокоширотных и планетарных индексов геомагнитной активности в день старта, а также в предыдущие и последующие сутки A и A_p равнялись 1 – 10, а K и K_p в основном не превышали значения 3. Это свидетельствует о том, что в дни стартов ракеты “Союз”, как в предшествующие и последующие дни, состояние магнитного поля Земли было спокойным, что способствовало обнаружению возмущений в ионосферной плазме, сопровождавших старты ракет.

Для выявления ионосферных возмущений исследовались временные вариации частоты f_oF2 . В тех случаях, когда определить ее значения было невозможно, использовались вариации f_xF2 .

Рассмотрим временные вариации частоты f_oF2 в день старта ракеты “Союз” 27 июня 2011 г. в 16:00 (см. рис.1).

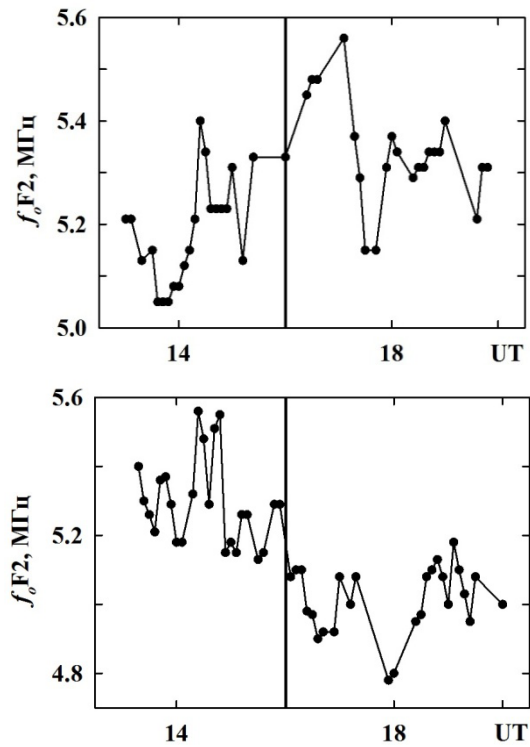


Рис. 1 Временные вариации критической частоты F-области ионосферы f_oF2 , полученные 27.06.2011 г. с помощью ионозонда вблизи г. Тромсе (верхний рисунок), а также ионозонда вблизи г. Лонггир (нижний рисунок). Вертикальной сплошной линией показан момент старта ракеты.

По данным ионозонда вблизи г. Тромсе, 27 июня 2011 г., в день СР, поведение f_oF2 сильно отличалось от ее поведения 26 и 28 июня 2011 г. До СР в 16:00 в период 15:24 – 16:00 f_oF2 не изменялась, а после СР стала увеличиваться до своего максимального значения в 17:06, потом резко уменьшилась до своих локальных минимальных значений, которые наблюдались с 17:30 до 17:42. После этого f_oF2 несколько возросла до своего локального максимума в 18:00, после чего второй локальный максимум наблюдался в 19:00.

По данным ионозонда вблизи г. Лонггир, до момента старта в 16:00 наблюдались квазипериодические волновые колебания f_oF2 (см. рис. 1). С 15:48 до 15:54 имел место локальный максимум f_oF2 . После СР f_oF2 стала убывать с небольшими флуктуациями до своего минимума в 16:36. После этого наблюдались два небольших локальных максимума в 17:00 и 17:18, а затем f_oF2 снова уменьшилась до своего локального минимума в 17:54. Потом имело место возрастание f_oF2 до локального максимума в 19:06 с последующим уменьшением ее значений.

Обсуждение результатов. Проанализируем временные вариации критических частот f_oF2 , которые могут быть вызваны стартом ракеты “Союз”.

27 июня 2011 г., по данным ионозонда вблизи г. Тромсе примерно через 40 мин после СР, наблюдались колебания f_oF2 с периодом около 50 мин и амплитудой около 0.15 МГц. При этом горизонтальная скорость возмущения $v \approx 500$ м/с. Важно, что квазипериодический процесс почти с таким же периодом и амплитудой около 0.1 МГц был зарегистрирован с помощью ионозонда вблизи г. Лонггир (см. рис. 1). Время его запаздывания составило около 70 мин. Поэтому, с учетом расстояния до космодрома

2000 км горизонтальная скорость возмущения $v \approx 475$ м/с. Это значение очень близко к тому, что наблюдалось с помощью ионозонда вблизи г. Тромсе, причем примерно на 20 мин позже. Таким образом, наблюдаемое возмущение, скорее всего, вызвано СР.

Выводы. Проанализированы временные вариации критических частот F-области ионосферы, сопровождавшие старты ракеты “Союз” с космодрома Плесецк, по данным двух ионозондов, расположенных на расстоянии около 1200 км и 2000 км от места старта соответственно. Выявлены волновые возмущения, наблюдавшиеся с запаздываниями 30 – 60 мин и около 70 мин относительно момента времени СР для ионозондов вблизи г. Тромсе и г. Лонгьир соответственно. Установлено, что эти возмущения имеют горизонтальные скорости 340 – 680 м/с, которые соответствуют скоростям АГВ на этих высотах. Дополнительным аргументом в пользу того, что возмущения 27 июня 2011 г. могут быть вызваны СР, является возрастание времени запаздывания с увеличением расстояния до космодрома.

ТЕХНОЛОГИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Жирнов В.В.¹, Солонская С.В.², Зима И.И.¹

¹Харьковский национальный университет радиозлектроники
61166, Харьков, пр. Ленина, НИЦ ИИРЭСТ,

E-mail: vzh@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-11-13

²Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет.
61002, ул. Я. Мудрого, 25, каф. ПiГД

E-mail: svetsolo27@gmail.com

The possibility of fuzzy transform application for mining of radar data is analyzed in the paper. From the analysis of functional (semantic) dependencies between attributes, it is shown how object detection and recognition is performed, and how can it be used to determine useful radar marks and images that have a functional (semantic) and symbolic character.

Резюме. В задачах интеллектуальной обработки сигнальной радиолокационной информации, связанных с построением и анализом аппроксимирующих моделей обнаружения и распознавания воздушных объектов, наряду с традиционными методами регрессионного анализа и аппаратом различных преобразований (Фурье, Лапласа и т.п.) в настоящее время используются подходы, основанные на вычислительном интеллекте и, прежде всего, нейро-фаззи системы. Появившийся в последние годы аппарат F (нечеткие)-преобразования [1] перебрасывает мостик между традиционными преобразованиями и системами нечеткого вывода, а в перспективе и с более мощными средствами вычислительного интеллекта. Нечеткое преобразование – это математически обоснованный «мягкий» вычислительный метод со многими приложениями. В данной работе показано, как этот подход может использоваться для интеллектуального анализа радиолокационных данных, в том числе радиолокационных изображений: во-первых, для обнаружения и распознавания объектов локации из анализа связей и функциональных (семантических) зависимостей между атрибутами (признаками); во-вторых, для определения радиолокационных изображений, которые имеют функциональный (смысловой) характер.

1. Введение. В общем случае F-преобразование (нечеткое преобразование) является средством представления бесконечномерного функционального пространства с помощью конечномерного векторного пространства путем установления определенного соответствия между множеством непрерывных вещественных функций, заданных на ограниченном интервале, и множеством векторов. Естественно, что обратное F-преобразование переводит полученные векторы в другие непрерывные функции, аппроксимирующие исходные.

Представим, что имеются радиолокационные данные в виде координат отметок, их угловой размер, а также разного типа виртуальные изображения, сформированные на основе первичной обработки эхо-сигнала. Поступающие данные представляют собой смесь полезных, различных шумовых и мешающих отметок, то есть это нечеткие выборки и множества. Тогда имеется возможность использовать аппарат нечеткого преобразования для обнаружения функциональных зависимостей среди смеси отметок и изображений. Полученные зависимости в виде трассового следа отметок позволяют распознавать трассы подвижных объектов на фоне ложных отметок.

Для изображений, полученных с помощью установления определенного соответствия между полученными спектральными картинками и известными векторными картинками, появляется возможность создания окончательного аппроксимированного изображения для выделения полезной информации на фоне естественных и искусственных помех. Для этого используются нечеткие преобразования нулевой степени (F^0 -преобразование) и первой степени (F^1 -преобразование.) Соответствие между точками объекта в двух изображениях получается алгоритмом подобию изображения, основанным на F^0 -преобразовании. Затем с помощью F^1 -преобразования вычисляется вектор сдвига

для соответствующих углов и по алгоритму слияния изображений создается окончательное изображение.

2. Метод нечеткого преобразования. Пусть преобразуемая функция поведения радиолокационной отметки или образа ее спектра $y = f(x)$ задана на ограниченном интервале $[a, b]$, на котором также задан набор фиксированных узлов $a \leq c_1 < c_2 < \dots < c_j < \dots < c_h \leq b$. С каждым из узлов связана функция принадлежности $\mu_j(x)$ так, что их полный набор $\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x)$, который также может быть задан в векторной форме $\mu^h = (\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x))^T$, формирует нечеткое разбиение интервала $[a, b]$. В теории нечеткого преобразования (F-преобразование) функции принадлежности $\mu_j(x)$, которые удовлетворяют требованиям:

$$\mu_j(x) : [a, b] \rightarrow [0, 1], \mu_j(c_j) = 1; \mu_j(x) = 0, \text{ если } x \notin (c_{j-1}, c_{j+1})$$

т.е. функции принадлежности имеют компактное основание; $\mu_j(x)$ непрерывны; $\mu_j(x)$ возрастают на интервале $[c_{j-1}, c_j]$ и убывают на $[c_j, c_{j+1}]$; и, наконец,

$$\sum_{j=1}^h \mu_j(x) = 1. \quad (1)$$

называются базисными.

Тогда набор вещественных чисел $F^h = (F^1, \dots, F^j, \dots, F^h)^T$ таких, что

$$F_j = \frac{\int_a^b f(x) \cdot \mu_j(x) \cdot dx}{\int_a^b \mu_j(x) \cdot dx}, j = 1, 2, \dots, h \quad (2)$$

называется интегральным нечетким F-преобразованием функции $f(x)$ относительно $\mu_1(x), \dots, \mu_j(x), \dots, \mu_h(x)$. Это функция $f \in C[a, b]$ относительно μ_1, \dots, μ_h , обозначенная $F_h[f]$.

Затем, согласно ранее данному определению, мы можем записать $F_h[f] = [F_1, \dots, F_h]$.

Элементы F_1, \dots, F_h называют компонентами F- преобразования. На Рис.1 приведен компонент F_j нечеткого преобразования функции f , вычисленный по базисной функции $\mu_j(x)$ треугольной формы.

Из [1] следуют полезные свойства компонентов F- преобразования. Одно из ключевых свойств касается проблемы: насколько точно исходная функция f представлена F- преобразованием? Это можно показать предположениями относительно исходной функции, компонентами F- преобразования как средневзвешенного значения заданной функции, где веса определены базовыми функциями.

Рассмотрим теперь дискретный случай, где исходная функция f известна (может быть вычислена) только в отдельных точках $x(1), y(1), x(2), y(2), \dots, x(k), y(k), \dots, x(l), y(l), h \leq l$.

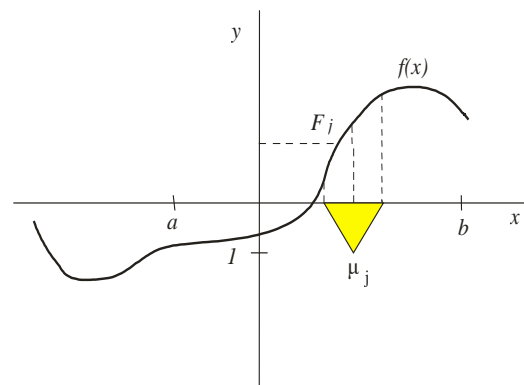


Рис.1. Компонент F_j нечеткого преобразования функции f .

В этом случае уместно использование дискретного F- преобразования в виде

$$F_j(l) = \frac{\sum_{k=1}^l y(k) \mu_j(x(k))}{\sum_{k=1}^l \mu_j(x(k))} = \frac{\sum_{k=1}^l f(x(k)) \mu_j(x(k))}{\sum_{k=1}^l \mu_j(x(k))}, j = 1, 2, \dots, h, \quad (3)$$

при этом можно заметить, что $F_j(l)$ доставляет минимум критерию

$$E_j^l = \sum_{k=1}^l (f(x(k)) - F_j)^2 \mu_j(x(k)), \quad (4)$$

то есть исходная функция f может быть представлена F- преобразованием как угодно

точно в зависимости от количества заданных точек.

В простейшем случае при неравномерном расположении узлов-центров c_j в качестве функций принадлежности можно использовать треугольные конструкции

$$\mu_j^R(x) = \frac{c_{j+1} - x}{c_{j+1} - c_j}, \quad \mu_{j+1}^L(x) = \frac{x - c_j}{c_{j+1} - c_j}, \quad x \in [c_j, c_{j+1}], j = 1, 2, \dots, h-1, \quad (5)$$

Обратное F-преобразование

Обратное F- преобразование определяется выражением

$$y_F(k) = f_{F,h}(x(k)) = \sum_{j=1}^h F_j(l) \mu_j(x(k)) = (F^h(l))^T \mu^h(x(k)), \quad (6)$$

при этом существует такое число узлов h_ε , что

$$|f(x(k)) - f_{F,h_\varepsilon}(x(k))| < \varepsilon, \quad (7)$$

(здесь ε – произвольное малое положительное число), т.е. обратное F-преобразование сколь угодно точно аппроксимирует исходную функцию.

3. F-преобразование для анализа радиолокационных данных.

Радиолокационные данные формируются на основе **первичной обработки** эхо-сигнала с целью выделения полезной информации на фоне естественных и искусственных помех. Здесь вход – сигнал с приемника, антенно-фидерной системы (АФС) РЛС, а выход – положение целей, их угловой размер, азимут и расстояние. Проводится устройством первичной обработки (УПО), находящимся в РЛС.

На основе этих данных осуществляется **вторичная обработка**: экстраполяция положения целей – определение их курса, скорости и высоты и прогнозирование положения цели в следующем периоде обзора. Изначально вторичная обработка осуществлялась с помощью комплексов средств автоматизации автоматизированной системы управления (КСА АСУ), современные РЛС самостоятельно осуществляют данную обработку, при необходимости обработка может быть перенесена на КСА по команде оператора. Однако возможности вычислительных средств и существующие алгоритмы обработки не позволяют полностью отказаться от оператора в сложной помеховой обстановке (например, при наличии помех типа «ангел-эхо»).

Из анализа существующих систем обработки радиолокационных данных [4] следует, что на всех этапах обработки данных требуется или непосредственное участие оператора, или его постоянный контроль над процессом. Предлагается использовать математический аппарат F- преобразования, позволяющий проводить семантический анализ данных и таким образом автоматизировать выполнение операций, которые человек-оператор проводит на всех этапах обработки радиолокационных данных. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

Представлено два приложения F- преобразования для анализа радиолокационных данных: первое приложение обнаруживает функциональную зависимость среди данных;

	X_1	\dots	X_i	\dots	X_n
o_1	f_{11}	\dots	f_{1i}	\dots	f_{1n}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
o_j	f_{j1}	\dots	f_{ji}	\dots	f_{jn}
\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots	\vdots
o_m	f_{m1}	\dots	f_{mi}	\dots	f_{mn}

Рис. 2. РЛ данные.

второе – определяет наличие трассового следа и распознавание трасс подвижных объектов на фоне ложных отметок. Оба метода основываются на данных, имеющих следующую общую форму (Рис. 2), где o_1, \dots, o_m – отметки радиолокационных объектов, X_1, \dots, X_n – параметры и признаки отметок (координаты, время измерений, ширина отметки, признак повтора отметки, признак наличия соседних отметок и т.д.). Значения $f_{ji} \in R$, $j = 1, \dots, m$, $i = 1, \dots, n$ – параметров отметок i , измеренных на объекте j . Для каждого X_i определяется интервал существования $w_i = [a_i, b_i] \subset R$.

Находим зависимости среди параметров отметок, у которых есть общая (упрощенная) форма

$$X_z = H(X_1, \dots, X_k), \quad (8)$$

где $X_z, z \in \{1, \dots, n\}$ выбрана в качестве зависимого атрибута $X_1, \dots, X_k, k \leq n$ и $1, \dots, k \neq z$ выбраны как независимый атрибут, и $H: w_1 \times \dots \times w_k \rightarrow w_z$ – функция, существование которой должно быть обнаружено F- преобразованием. В частности, находим зависимости, которые характеризуют выбранный атрибут X_z , и поэтому нужно следить за моделями поведения X_z . Стоит упомянуть, априорно нет никакого доказательства, что такие модели существуют. Предлагается следующая процедура, которая проверяет существование модели, которая выражена формулой (8):

- предположим, что H - непрерывная функция параметров X_1, \dots, X_k ;
- выберем определенные нечеткие интервалы существования w_1, \dots, w_k и конструкцию дискретного F-преобразования от H (как от аргументов X_1, \dots, X_k), используя значения соответствующих атрибутов X_1, \dots, X_k , приведенных в анализируемых данных;
- создадим обратное F-преобразование H_F от H (согласно (8)) и оценим различие между ним и H (или X_z) в общих точках;
- если различие надлежащее, тогда используем обратное F- преобразование H_F от H как модель X_z , в противном случае можно быть уверенным, что непрерывная модель X_z как функция от X_1, \dots, X_k не существует.

Если предложенная процедура не заканчивается моделью X_z , то можно начать искать лучшую модель X_z , удовлетворяющую выбранной точности (различие между моделью и X_z в общих точках). В этом случае описанная процедура применяется к другим комбинациям независимых атрибутов и выбирается комбинация, которая ведет к модели с наилучшим значением точности. Если предложенная процедура не заканчивается с моделью X_z , тогда можно повторить ее с другими комбинациями независимых атрибутов, пока все не будут исчерпаны. Этот подход демонстрируется в следующем подразделе.

4. Анализ зависимостей среди радиолокационных данных. Следующее приложение демонстрирует, что F- преобразование может быть применено к обнаружению функциональной зависимости среди данных, определению наличия трассового следа и распознаванию трасс подвижных объектов на фоне ложных отметок из зависимости между атрибутами в виде (8). Контекст (интервала существования) w_i каждого атрибута $X_i=1, \dots, k, z$ разделен в n_i базисные функции. Ожидаемая зависимость получена соответствующим обратным дискретным F- преобразованием функции (8) от определенных данных. Таким образом, F- преобразование, в определенном смысле, может заменить регрессионный анализ проверкой существования зависимостей.

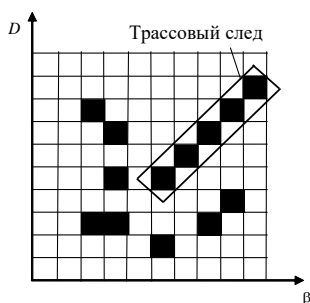


Рис.3 – Модель трассового следа отметок подвижного объекта и мешающего фона

Приведенный метод демонстрируется на конкретном приложении для анализа радиолокационных данных. Радиолокационные данные содержат значения положения отметок целей, их угловой размер, азимут и расстояние в определенный момент времени.

Цель этого приложения состоит в том, чтобы создать оптимальную математическую модель трассового следа отметок подвижного объекта и мешающих отметок типа «ангел-эхо»

(Рис. 3), т.е. найти минимальный набор атрибутов (независимые переменные), которые определяют динамику процесса. Рассматривались все возможные комбинации из атрибутов, помещенных в первые шесть столбцов созданной базы данных, исходя из необходимости определения наличия трассового следа и распознавания трасс подвижных объектов на фоне ложных.

Также анализировалось, может ли данная радиолокационная ситуация быть смоделирована как функция выбранных атрибутов (начинали с трех и затем увеличивали их число). Для каждой комбинации атрибутов вычислялся индекс определенности с самыми высокими значениями вероятности правильного отождествления отметок полезных объектов на фоне ложных в том же индексе.

Для каждой выбранной комбинации атрибутов можно создать соответствующее обратное (дискретное) F- преобразование (трассовый след как функция выбранных атрибутов). Эта модель имеет наименьшее значение ошибок и может быть использована в качестве оптимальной модели.

5. Нечеткие преобразования для регистрации и анализа изображений. Здесь показана возможность применения нечетких преобразований нулевой степени (F^0 -преобразование) и первой степени (F^1 -преобразование) для регистрации и анализа изображений. F^1 -преобразование используется для извлечения точек объекта на этапе обнаружения края. Соответствие между точками объекта в двух изображениях получается с помощью алгоритма подобию изображения, основанного на F^0 -переходе. Затем вычисляется вектор сдвига для соответствующих углов, и по алгоритму слияния изображений создается окончательное изображение.

F- преобразование состоит из двух этапов: прямое и обратное преобразование. Этот метод оказался мощным инструментом во многих приложениях, в том числе, для сжатия изображений [3]. Пользователь может управлять качеством сжатия, выбирая количество компонентов в F-преобразователе. Другое приложение – объединение изображений, где несколько поврежденных помехой изображений объединены в одно изображение лучшего качества. Сжатие изображения и интерполяция являются следующим приложением, где прямое F- преобразование уменьшает исходное изображение, а обратное F- преобразование может использоваться в качестве метода интерполяции.

Выводы. В работе приводятся результаты исследований о возможности интеллектуального анализа радиолокационных данных (изображений) с использованием аппарата нечеткого преобразования. Показано, как этот подход может использоваться для интеллектуального анализа радиолокационных данных, в том числе радиолокационных изображений. Во-первых, каким образом осуществляется обнаружение и распознавание объектов локации из анализа связей и функциональных (семантических) зависимостей между атрибутами (признаками). Во-вторых, как может применяться для определения полезных радиолокационных отметок и изображений, функциональный (смысловой) и символичный характер.

Литература

1. Perfilieva I. Fuzzy transforms: Theory and applications / I. Perfilieva // Fuzzy Sets and Systems, 2006. – Vol. 157, № 8. – P. 993–1023.
2. Perfilieva I. Fuzzy transform in the analysis of data / I. Perfilieva, V. Novák, A. Dvořák // International Journal of Approximate Reasoning. – Elsevier, 2007. – Vol. 48, № 1. – P. 36-46.
3. Hurtík P., Perfilieva I., Hodáková P. Fuzzy Transform Theory in the View of Image Registration Application / P. Hurtík, I. Perfilieva, P. Hodáková // International Conference on Information Processing and Management of Uncertainty in Knowledge-Based Systems. – Springer, Cham, 2014. – P. 143-152.
4. Коновалов А. А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации: в 2 ч. / А. А. Коновалов – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. – Ч. 1. – 164 с.

ТЕХНОЛОГИЯ TORNADO. НОВЫЙ МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ДРОНАМИ И ОПТИЧЕСКИМИ КАМЕРАМИ. НАДЕЖНЫЙ ПРОТОКОЛ РАДИОСВЯЗИ

Жуга Г.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. (057) 702-17-35

Consider the device (Tornado manipulator), which allows you to control drones of various designs and purposes, as well as position optical cameras with just one hand. This manipulator is wireless and is made in the form of a glove or bracelet. Unique characteristics (accuracy and convenience of control, reaction speed, absence of influence from bounce and hand tremor, aerobatics figure) are provided by new adaptive algorithms for processing signals from inertial sensors.

Введение. Рассмотрим устройство (манипулятор Tornado), которое позволяет управлять дронами различных конструкций и назначений, а так же позиционировать оптические камер с помощью только одной руки. Данный манипулятор беспроводный и выполнен в виде перчатки или браслета. Уникальные характеристики (точность и удобство управления, скорость реакции, отсутствие влияния от дребезга и дрожания руки, фигуры высшего пилотажа) обеспечиваются новыми адаптивными алгоритмами обработки сигналов от инерциальных датчиков.

Исследование технологий распознавания жестов. В докладе проводится анализ существующих технологий распознавания движений и жестов и выявляются их преимущества и недостатки. Производится выбор технологии для мобильного универсального контроллера. Применяются уникальные алгоритмы стабилизации траектории, относительные методы позиционирование, реализована защита от ложных срабатываний и от дрожания руки.



Преимущества предлагаемого метода управления (использования контроллера Tornado):

- Относительный способ управления дронами и камерами дает больше свободы движениям человека, процесс управления стает более удобным. Для этого способа начальное положение руки не существенно. Во время управления возможно менять чувствительность и нулевое положение руки, не влияя на управляемое устройство.
- Манипулятор возможно адаптировать под различные задачи и применения.
- Манипулятор может быть выполнен, как в виде перчатки, так и в виде браслета или другого приспособления.
- Контроллер имеет обратную связь по радио каналу, т.е. передается дополнительная информация и от управляемого устройства к перчатке, возможна

индикация на самой перчатке.

– Создана удобная мобильная клавиатура, она расположена на ладони перчатки, так же, при необходимости распознавать положение пальцев, применяются гибкие пьезоэлектрические сенсоры (flex sensor).

- Более удобный способ управления и оригинальный дизайн.
- Отсутствие серийных аналогов с такими характеристиками.
- Минимальная себестоимость и минимальный вес устройства.

Демонстрация работы контроллера:

– На видео <https://youtu.be/S9ZRBjjN8Bg> и <https://youtu.be/URsPROF6Qnw> показано, как легко управлять дроном всего одной рукой:



– Управление происходит с помощью жестов лишь одной руки. Это дает много преимуществ и удобств. Вторая Ваша рука остается свободной и Вам намного легче будет сконцентрировать свое внимание на действии управляющей руки. Дрон повторяет движения вашей руки.

– Манипулятор Tornado значительно упрощает и ускоряет первоначальную калибровку квадрокоптера и делает это сразу по всем направлениям одновременно.

– Технология Tornado позволяют в реальном времени автоматически включать подходящий режимы управления:

а) *Режим спорт.* В таком режиме чувствительность максимальна, а инертность и задержка минимальны. Данный режим идеально подходит для соревнований, интенсивного пилотирования, создания фигур высшего пилотажа. Такой режим очень нравится детям.

б) *Режим аэрофотосъемки.* Данный режим предназначен для плавных маневрирования, фото и видео съемки. Режим характеризуется отсутствием дребезга, высокой стабильностью и плавность маневрирования.

– Существует несколько способов подключения манипулятора Tornado к дрону:

а) *Подключение к стандартному штатному пульту управления.* В таком варианте пользователь может выбирать вариант управления с помощью переключателя на штатном пульте.

б) *Подключение манипулятора Tornado непосредственно к дрону.* Данная схема осуществляется с помощью штатного радио протокола, который встраивается в манипулятор Tornado.



Управление оптическими камерами. Эксплуатация контроллера Tornado показала большую эффективность данного манипулятора для позиционирования

бортовых и не бортовых видео камер. Очень удобно, например, управлять одной рукой дроном, а второй рукой видео камерой во время аэро-фотосъемки. Так же, данную работу, легко разделить между двумя операторами с помощью двух перчаток.

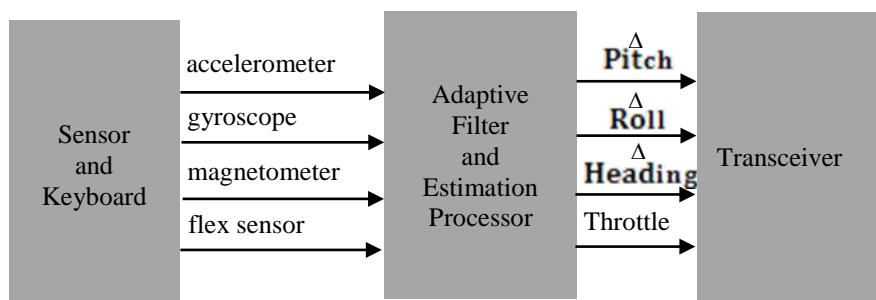


Технические характеристики манипулятора Tornado.

- Время работы от аккумулятора ёмкостью 60mAh около 7 часов, время зарядки 20-30 минут;
- Дальность связи 100 метров, возможен вариант с повышенной мощностью – до 1 000 метров;
- Используется процессор семейства Cortex-M3/M4 (32 бита);
- Высокая точность управления обеспечивается с помощью адаптивного фильтра, максимальная разрешающая способность по угловым координатам – 0.01^0 (градусов), максимальная точность линейного перемещения/позиционирования – 0.8 мм;
- Задержка передачи и обработки сигнала – 10 мили секунд (возможно уменьшить до 5 мс);
- Варианты используемых частот – 868МГц, 933МГц, 2.4ГГц;
- Используются технологии передачи данных – Собственный проприетарный (Proprietary) радио протокол, нет влияния от других систем связи таких как Wi-Fi, Bluetooth и ZigBee;

Адаптивная обработка сигналов от MEMS сенсоров

Структурная схема манипулятора Tornado:



Главную роль играет адаптивный фильтр (Adaptive Filter [1]). Он выполнен на адаптивном решетчатом фильтре (Adaptive lattice filter). С помощью данного фильтра получают оценки требуемых параметров с наименьшей ошибкой и экстремальным быстродействием [2]. Благодаря этому, получается малая инерционность, высокая точность управления, малая задержка обработки, появляется возможность делать фигуры высшего пилотажа, управлять дроном в режиме спорта, при незначительном влиянии дрожания руки.

Фильтр построен на основе корреляционного метода (generalized autocorrelation method). Этот метод обобщен David I. Lekhovyt'skiy для корреляционных матриц общего вида. На основе нового адаптивного решетчатого фильтра (Adaptive lattice filter) строится

квазиоптимальный фильтр для борьбы с помехами и шумами. Среднеквадратическая ошибка σ_e^2 для такого фильтра определяется по формуле:

$$\begin{bmatrix} R(0) & R(1) & \cdots & R(p-1) \\ R(1) & R(0) & \cdots & R(p-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R(p-1) & R(p-2) & \cdots & R(0) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_e^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

где матрица \mathbf{R} – это корреляционная матрица помех (correlation matrix of interference), \mathbf{a} – столбец входных воздействий.

Так же, адаптивный решетчатый фильтр (Adaptive lattice filter [3]) используется для оценки прямых корреляционных матриц (correlation matrix) и обратных к ним в условиях различных помех. С помощью данного фильтра легко сформировать различные функции от обратных корреляционных матриц помех (a function of the inverse matrix for the correlation matrix of interference).

Новый рекуррентный алгоритм настройки адаптивного решетчатого фильтра (Adaptive lattice filter) позволяет делать обработку на относительно слабых, мобильных и не дорогих процессорах с низким потреблением энергии. При этом удается достичь очень малых размеров печатных плат для данного устройства.

Выводы

– Технология Tornado позволяет успешно решать задачи возникающие в области Motion Capture.

– Новые методы управления дронами и оптическими камерами позволяют упростить и удешевить конструкцию пультов управления и, главное, сделать процесс управления более простым и удобным.

– Применение адаптивной решетчатой фильтр сигналов в контроллере Tornado позволяет получить экстремальные характеристики стабилизации и быстродействия управления.

Список литературы

[1] D.I. Lekhovytskiy, G.A. Zhuga, V.P. Ryabkha, A.V. Semenyaka, “Adaptive Lattice Filters for Band-Inverse Covariance Matrix Approximations”, Xth International Conference Dedicated to the 165th Anniversary of Lviv Polytechnic National University “Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science” TCSET’2010, Lviv—Slavske, Ukraine, February 23 —27, 2010. — P. 338.

[2] G.A. Zhuga, D.S. Rachkov, “Performance of adaptive interference compensators”, 14 th Jubilee International Forum of Young Scientists “Radioelectronics and Youth in the XXI Century”, Kharkiv, Ukraine, March, 2010, p. 64.

[3] D.I. Lekhovytskiy, G.A. Zhuga, D.S. Rachkov, A.V. Semenyaka, “Theory and technique of adaptive interperiod signal processing against the background clutter”, XVI International Scientific Conference Radiolocation.

которого соединены с отводами двух десятиразрядных регистров, хранящие часть опорной ПСП и принимаемых данных. Для составления компьютерной модели используется пакет MATLAB с расширением System generator for DSP, входящее в состав средств разработки для ПЛИС производства фирмы Xilinx. Данное расширение позволяет оценить необходимое количество логики ПЛИС, а также сгенерировать IP для последующего его использования в среде разработки Vivado.

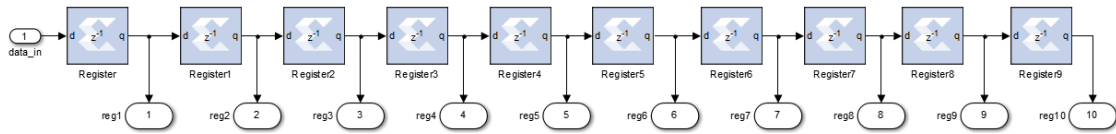


Рис.2 – Десятиразрядный сдвиговый регистр

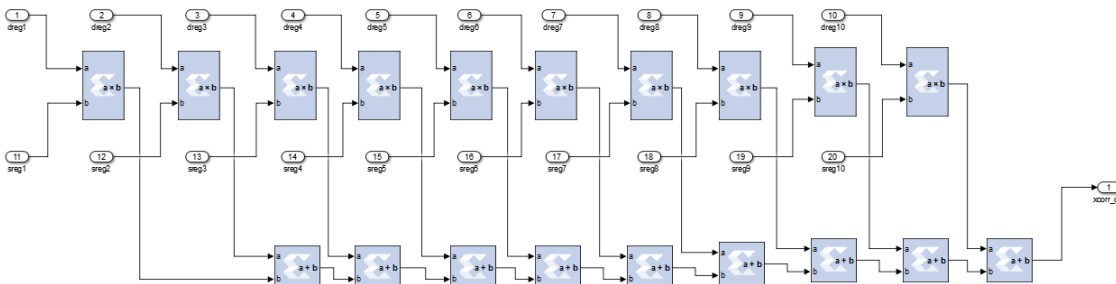


Рис.3 – Десятиразрядный коррелятор

Результаты моделирования модели приведены на рис.4.

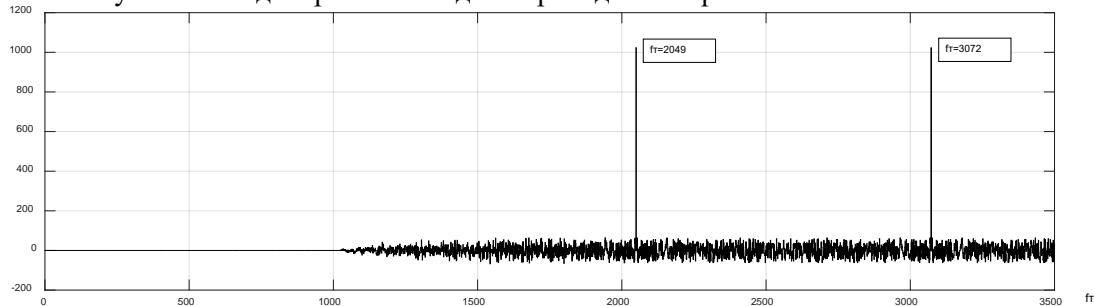


Рис.4 – Выходной сигнал коррелятора

На вход модели подавались данные с нулевым сдвигом относительно опорной ПСП, как видно из приведенной диаграммы на рис.4 пик автокорреляционной функции (АКФ), на соответствующем номере такта указывает на смещение формируется за время следования периода ПСП. Начальная загрузки опорной ПСП в статический регистр обуславливает задержку по включению питания устройства на 1023 такта.

Выводы. Моделирование алгоритма быстрого обнаружения временного сдвига сигнала с реализацией коррелятора помощью цепочки последовательно соединённых одноразрядных сдвиговых регистров показывает на возможность обнаружения принимаемого сигнала за время следования одного периода ПСП. В тоже время при реализации на современных ПЛИС предложенная модель суммарно не занимает более 5% от доступной логики.

Литература:

1. Кузнецов О.Ф. Основы спутниковой геодезии: Учебное пособие, О.Ф. Кузнецов-Оренбург: ГОУ ГОУ, 2009 – 147 с.
2. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
3. Бунаева И.В. Алгоритм быстрого поиска сигналов а приемниках GNSS // Радиоэлектронные компоненты и компьютерные системы, 2016, № 1 (75), с.61-65
4. Zynq-7000 All Programmable SoC Data Sheet: Overview [Режим доступа] - <https://www.xilinx.com/.../ds190-Zynq-7000-Overview.pdf>, свободный

РЕЗОНАНСНОЕ МАГНИТОАКУСТИЧЕСКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И СОПРОВОЖДЕНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Зима И.И., Жирнов В.В.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, НИЦ ИИРЭСТ,

E-mail: vzh@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-11-13

Are submitted the circuit of experimental installation, technique and results of researches of rotory radiations magnetic gases by method rotory spectrum analysis

Введение. Доклад посвящен решению актуальной научно-технической задачи повышения возможностей радиотехнической разведки за счет использования новых источников информации и диапазонов частот. Авторами предложено использовать для решения задач радиотехнической разведки и комплексного технического контроля роторные электромагнитные излучения турбулентностей атмосферы, возбуждаемых аэродинамическими объектами (АДО). Доклад представляет интерес для специалистов в области радиолокации, радиотехнической разведки, защиты информации и радиоэлектронной борьбы.

Основная часть

1.Свойства аэрорадикалов атмосферы и спутной струи АДО

В излучении роторных волн участвуют электроны, протоны, радикалы и ионрадикалы атмосферы с нескомпенсированными магнитными моментами (аэрорадикалы). Роторные излучения обусловлены вращением этих частиц вокруг своей оси (ротацией) и прецессией их магнитных моментов. Поэтому роторные излучения представляют собой электромагнитные волны с круговой поляризацией магнитного вектора [1]. При полете в атмосфере аэродинамические объекты формируют спутную струю и вызывают турбулентную переориентацию частиц воздуха и выхлопных газов в геомагнитном поле. В исходном состоянии частицы, имеющие нескомпенсированный магнитный момент, ориентируются по полю или против магнитного поля Земли. Частицы, у которых магнитный момент ориентирован против поля имеет зеэмановский избыток магнитной энергии. Поэтому при переориентации магнитного момента частицы из положения против поля в положение по полю происходит излучение кванта магнитной энергии (солитона) на гиромагнитной частоте роторной прецессии магнитного момента аэрорадикала. Роторные излучения разных частиц имеют место в разных диапазонах гиромагнитных частот. Например, для естественных условий геомагнитного поля диапазон роторных излучений протонов расположен в области сверхдлинных волн, а электронов – в области средних волн.

При полете АДО вдоль траектории происходит суммирование роторных излучений большого количества частиц на соответствующих частотах. При этом суммирование может быть как когерентным, так и некогерентным. Соответственно, роторные сигналы могут иметь реверберационную или дробовую модели. Таким образом, эти суммарные роторные излучения спутной струи могут быть использованы для обнаружения и сопровождения АДО радиотехническими методами на фоне излучений не возмущенной атмосферы. Следует отметить, что суммарные излучения спутной струи АДО значительно увеличиваются за счет присутствия частиц выхлопных газов. Возможно с большой вероятностью спрогнозировать количественный и качественный состав выхлопных газов двигателя. Например, известно, что при горении жидких углеводородных авиационных и ракетных топлив образуется большое количество паров воды (до 55-57% от веса сгоревшего топлива) и других химических веществ (HF, H₂, CO₂). Эти частицы также излучают роторные волны, увеличивая их суммарную мощность и размеры спутной струи.

2. Результаты экспериментов по обнаружению роторных излучений

В зависимости от типа АДО аэорадикалы могут подвергаться разным видам турбулентной переориентации. Например, в зависимости от типа двигателя это может быть винтовая или реактивная переориентация. А в зависимости от типа воздействия на частицы она может быть: механической; магнитной; электрической; спин-фононной; электромагнитной. Поэтому далее в докладе приведены результаты нескольких экспериментов, отличающихся типом воздействия на аэорадикалы атмосферы и физикой работы экспериментальных установок. При этом во всех установках были использованы одни и те же приемные устройства диапазонов сверхдлинных и средних волн с яркостной индикацией.

2.1. Регистрация роторных излучений потока углекислого газа. Молекулы углекислого газа имеют два непарных электрона и являются бирадикалами, воздействующими на аэорадикалы воздуха своими массой, зарядом и магнитным моментом. В данном подразделе приведены результаты экспериментов по обнаружению излучений потока молекул углекислого газа, формируемого с помощью простейшего углекислотного огнетушителя, и вызывающего турбулентную переориентацию частиц воздуха.

Основные результаты экспериментов заключаются в следующем [2]:

- при открывании вентиля огнетушителя и создании струи углекислого газа приемники обнаруживали появление роторных излучений;
- обнаружение роторных излучений происходит как при контакте приемника со струей, так и без контакта на расстоянии 2 метра и более;
- роторные излучения струи обладают способностью воздействовать на приемники, проникая через застекленное окно и железобетонную стену.

Можно предположить, что аналогичными свойствами обладают и другие магнитные газы, в том числе и находящиеся в спутной струе АДО.

2.2. Регистрация роторных излучений люстры Чижевского. Люстра Чижевского это аппаратура аэроионопрофилактики, применяемая для оздоровления и очистки воздуха от пыли и микроорганизмов. Эффект достигается за счет обогащения воздуха отрицательными аэроионами кислорода O-2 и их диффузией в живые ткани и клетки. Для этого люстра формирует последовательность отрицательных импульсов амплитудой 30кВ, подаваемых по кабелю на ионизирующие электроды. Ионизирующие электроды формируют поток электронов и отрицательных ионов, ионизирующих частицы воздуха и вызывающих их турбулентную переориентацию и роторные излучения. В экспериментах была использована серийно выпускаемая люстра «Элитон-132Ш». Проведенные исследования подтвердили предположение о том, что люстра Чижевского излучает кроме электромагнитных волн в диапазоне единиц герц, роторные электромагнитные волны в диапазонах гиромангнитных частот протонов и электронов. При этом интенсивность роторных излучений электронов примерно в 60 раз превышает интенсивность излучений протонов. Можно предположить, что аналогичными свойствами обладают и другие ионизаторы воздуха, в том числе и находящиеся на борту АДО.

2.3. Регистрация роторных излучений радиолокатора. К числу объектов, способных воздействовать на частицы воздуха и вызывать их турбулентную переориентацию и роторные излучения, относятся мощные радиолокаторы. В настоящем подразделе представлены результаты экспериментов по регистрации роторных излучений в районе позиции РЛС УВД ТРЛК-10. РЛС осуществляла круговой обзор воздушного пространства путем излучения и приема импульсных радиосигналов на частоте 1300МГц [3]. Регистрация роторных излучений производилась по срабатыванию визуальных и звуковых пороговых устройств приемников на разных дальностях от радиолокатора. Для идентификации роторных излучений возбужденной атмосферы производилось включение и выключение передающего устройства радиолокатора. Проведенные исследования подтвердили предположения о том, что работу радиолокатора сопровождают роторные излучения атмосферы в диапазонах средних и сверхдлинных

волн. При работе радиолокатора вокруг него образуется область роторных излучений радиусом до 800 метров, формируемая главным лепестком диаграммы направленности антенны при обзоре пространства. Можно предположить, что аналогичными свойствами обладают и струи воздуха, в том числе и находящиеся в спутной струе АДО.

2.4. Регистрация роторных излучений паровой турбины. В настоящем подразделе приведены некоторые результаты исследований роторных излучений турбины Т-37/50-8,8 ТЭЦ-2 «Эсхар» непосредственно возле турбины и на удалении [4]. При этом турбина рассматривалась как поток водяного пара, находящийся в геомагнитном поле, подобный потоку выхлопных газов АДО с винтовой турбулентностью.

Основные результаты экспериментов заключаются в следующем:

В машинном зале приемники обнаруживали роторные излучения турбины в диапазонах средних и сверхдлинных волн на расстоянии 100 метров и более. Регистрация роторных излучений производилась по срабатыванию визуальных и звуковых пороговых устройств приемников снаружи выходного патрубка турбоустановки с толщиной стенок 3см. Дальность обнаружения при этом, составляла 10 метров.

При изменении режима работы турбоустановки (изменение мощности) зафиксировано изменение интенсивности роторных излучений и перестройка частоты, соответствующей максимуму их энергетических спектров.

Можно предположить, что аналогичными свойствами обладают и другие турбоустановки, в том числе и находящиеся на борту АДО.

Выводы. Проведенный анализ показывает возможность использования роторных волн в интересах РТР малозаметных АДО. Соответственно, могут быть разработаны новые способы разведки и технические решения.

Для их практической реализации необходимо проведение дальнейших теоретических и экспериментальных исследований в области физики формирования роторных электромагнитных волн, оптимизации их приема, анализа энергетических соотношений, потенциальной точности измерения временных и угловых характеристик РЭС, комплексного распознавания.

Принятие решения по разработке конкретного технического решения должно быть осуществлено на основе критерия эффективность-стоимость. При этом можно предположить, что у предполагаемого технического решения могут быть такие положительные качества, как простота и малая стоимость.

Литература

1. Зима И.И. Роторный геомагнетизм. Некоторые аспекты. – Харьков: Курсор, 2002. С. 79.
2. Зима И.И., Закиров С.В. Роторная спектроскопия парниковых газов. 8-я международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информатики» сб. научн. трудов. – Харьков. ХТУРЭ, 2002.
3. Зима И.И., Жирнов В.В., Костюченко К.А., Стрельченко В.И. Регистрация роторных излучений, сопровождающих работу радиолокатора. 10-я Международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информатики» сб. тезисов докладов. – Харьков. ХНУРЭ, 2004.
4. Зима И.И., Нечаев А.В., Богданов Г.Ф. Роторная спектроскопия потоков больших энергий.- Харьков: Вестник ХГПУ, Вып. 75, 1999.

ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ПОСТРОЕНИЮ БЮДЖЕТНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ НАД РАДИОЭФИРОМ НА ОСНОВЕ USB ТВ-ТЮНЕРА ДЛЯ ПК

Кариков В.К., Захаров А.В.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»

улица Кирпичова, 2, Харьков, Харьковская область, 61002

E-mail: dischargement@gmail.com

The given work is devoted to the budget proposal for the design of a radioscanning system for monitoring air traffic through a minor modification of the TV tuner to take advantage of its undocumented features. The existing methods of modeling the calculation of radio links are discussed and their main features and shortcomings are indicated. Existing radiomonitoring systems are considered and the features of their use are described, shortcomings are indicated. Below is a proposal to build a budget version of the system based on the non-standard use of a TV tuner with minimal improvements. Its advantages and disadvantages are described, the way of preparation, installation of necessary software and the process of deployment of the system are described. The project is estimated from the point of view of economic efficiency and the return on assets of the enterprise.

Введение. В наши дни количество мультимедийных систем, использующих электромагнитное излучение для связи, неуклонно растёт с каждым днём. Вдогонку их количеству и разнообразию, возрастает не только количество диапазонов, выделяемых тем или иным системам, но и сам объём парка устройств, как следствие повышается плотность использования выделенной полосы частот, которая закономерно ограничена. Это приводит к проблемам переполнения диапазонов и, как следствие, вынуждает искать способы, чтобы расширить количество диапазонов, либо рационализировать использование существующих.

Одним из методов анализа электромагнитной обстановки перед проектированием и развёртыванием телекоммуникационной системы, является метод оперативных наблюдений. Он заключается в мониторинге и анализе выбранного диапазона частот на предмет занятости, уровня помех (как естественных, так и искусственных), возможности и доступности несанкционированного использования (что приводит к дополнительным помехам).

Для подобных исследований применяются радиотехнические комплексы, состоящие из так называемых радиосканеров (приёмников с чрезвычайно широким диапазоном частот от единиц Гц до сотен ГГц). В течение последнего десятилетия активно набирают популярность системы т.н. программно-определяемого радио (Software-Defined Radio, SDR). Отличие SDR от классических радиосистем заключается в том, что вместо аппаратных демодуляторов и декодеров используются ЦАП/АЦП и устройства гетеродинирования (тюнеры), при этом оцифрованный сигнал для приёма или передачи поступает на ПК, и дальнейшая фильтрация, демодуляция и декодирование осуществляется программными алгоритмами.

Достоинствами SDR являются:

- Чрезвычайная гибкость в настройке, т.к. алгоритмические преобразования позволяют в рамках технических возможностей получить фильтры и декодеры любого порядка и сложности.

- Высокая мобильность – современная комплектно-техническая база позволяет реализовать SDR-приёмопередатчик практически на одном-двух микрочипах и малом количестве навесных элементов, в результате устройство может иметь размеры, сравнимые с брелоком или мобильным телефоном.

- Потребляемая мощность уменьшается до единиц Ватт, что позволяет использовать компактные блоки питания, аккумуляторы, либо вовсе обходиться питанием от компьютера через универсальный порт.

- В сочетании с удобством установки, обилием и гибкостью настройки необходимого ПО, время развёртывания системы до полной готовности (без учёта времени монтажа дополнительных антенно-фидерных и защитных устройств) занимает не более 10 минут.

- Весь сигнал, принимаемый в обзорной полосе частот, при необходимости может быть записан в память ПК, и затем воспроизведён, проанализирован или демодулирован позднее.

Основные недостатки SDR-приёмников:

- Высокие требования к используемым вычислительным системам. Учитывая ширину обзорной полосы, которая может достигать 500 МГц, требуется чрезвычайно высокая пропускная способность канала связи с ПК и высокопроизводительный центральный процессор.

- Большие объёмы данных. Вследствие широкой полосы обзора, записываемый файл радиозаписи может иметь огромные размеры, вплоть до нескольких гигабайт на секунду записи.

- Низкая помехозащищённость некоторых устройств, в отдельных случаях требующая дополнительных мер и аппаратных доработок.

- Сравнительно высокие цены на большинство моделей SDR-систем, что увеличивает требования к бюджету и ограничивает доступность.

Ключевым моментом стало появление на рынке в 2009 году недорогих USB ТВ-тюнеров для ПК на основе чипсета Realtek RTL2832U. Экспериментально был обнаружен недокументированный режим работы микросхемы, при котором отключаются все встроенные аппаратные функции декодирования цифрового ТВ-сигнала, и устройство превращается в быстрый АЦП, который со скоростью 28,8 миллионов выборок в секунду оцифровывает весь сигнал, поступающий на аналоговые его входы. Из этих 28,8 МГц путём аппаратных преобразований выделяется отрезок в частотном диапазоне настраиваемой ширины от 0,99 до 10 МГц (в режиме SDR на практике – до 3,2 МГц), который поступает на компьютер для дальнейших с ним операций. В свою очередь, вторая микросхема-тюнер, представляющая собой программно-управляемый гетеродин-смеситель, может перестраиваться на частотах от ~24 МГц до ~1600 МГц. В сочетании работы этих двух микросхем, ТВ тюнер превращается в типичный SDR-приёмник.

Целью данного доклада является ознакомление с разработкой макета универсального SDR-приёмника для оперативного контроля электромагнитного излучения на основе USB ТВ-тюнера стандарта DVB-T и проведение его испытаний с демонстрацией и анализом результатов.

Основная часть. Используемый в данном проекте ТВ-тюнер (модель RTL2832U+R820T2) имеет недокументированный режим работы, позволяющий использовать его в качестве SDR-приёмника, при этом его характеристики (полоса частот, полоса обзора, чувствительность, разрядность АЦП) в большинстве случаев достаточны для оперативных наблюдений и лишь незначительно уступают таковым у профессиональных моделей приёмников, а цена уступает почти на два порядка.

Дальнейшему развитию проекта RTL-SDR препятствует факт, что чипсет RTL2832U является проприетарным продуктом: его внутренняя схемотехника и исходный код микропрограммного обеспечения не опубликованы, и точная архитектура чипсета до сих пор не ясна. Из-за этого в режиме SDR, пока не удастся достичь теоретически возможной обзорной полосы в 10 МГц, которая доступна в режиме тюнера, тем более попытаться расширить её до полной полосы внешнего АЦП в 28,8 МГц. Все наработки на данном этапе основаны на независимых исследованиях энтузиастов, и исследования в этом направлении продолжаются, публикуются улучшенные драйверы, позволяющие расширить диапазон частот работы гетеродина вниз вплоть до 0 Гц и верхнюю границу вплоть до аппаратного предела (~1775 МГц).

В качестве специального ПО для приёма сигналов используются приложения Airspy (SDR#) и HDSDR. Приложение SDR# преимущественно используется для анализа радиосигнала и приёма различных кодированных сигналов благодаря возможности подключения дополнительных надстроек. HDSDR в основном используется в радиолюбительской практике и специализируется на звуковых сигналах. Оба программных продукта и драйверы являются открытым (свободным) ПО и не требуют лицензии на использование.

Приёмник RTL-SDR имеет два режима: обычный (гетеродинный) и режим прямой оцифровки АЦП, позволяя покрывать диапазоны частот 25-1760 МГц и 0-28 МГц. Это позволяет принимать и записывать любые сигналы, передаваемые в полосе УДВ, ДВ, СВ, КВ, УКВ и ДМВ диапазонов.

Выводы. С помощью приёмника могут быть получены и проанализированы спектры сигналов аналогового наземного ТВ, FM-радио, радарной системы 19Ж6, мобильных телефонов стандарта GSM и CDMA, систем транкинговой и милицейской связи.

Проект имеет очень высокую экономическую эффективность, т.к. большинство специализированных SDR-систем имеют высокую стоимость, начиная от \$150 для любительских и от \$750 для профессиональных. В данном случае, себестоимость приёмника без дополнительных антенно-фидерных устройств составляет не более 9 долларов.

МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЗБІЛЬШЕННЯ ДАЛЬНОСТІ ЛОКАЦІЇ МАЛОВИСОТНИХ ЦІЛЕЙ НАД МОРЕМ

В.Д. Карлов, А.І. Нос, І.Г. Леонов

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба
61023, Харків, вул. Сумська, 77/79, каф. фізики та радіоелектроніки

The report analyzes the features of detection of helicopters at low altitudes. The possibility of increasing the detection range of low-altitude targets in the tropospheric radar channel is shown. A simplified method for calculating the level of the electromagnetic field at the helicopter location is proposed. Its adequacy is shown.

Аналіз військових конфліктів останніх років та сучасний досвід проведення антитерористичної операції на Сході України переконливо свідчить про зростаючу роль ударних вертольотів для виконання бойових завдань. Україна має досить протяжний морський кордон та значну морську акваторію. В основному вертольоти використовують над морем на малих висотах. При цьому, оскільки радіотехнічні засоби, які розміщені у цьому районі знаходяться на рівнинній поверхні, це суттєво скорочує дальність виявлення вертольотів. Між тим, аналіз карт польоту вертольоту, свідчить про те, що частина траєкторії польоту знаходиться над морем. В даних умовах зростає актуальність проблеми своєчасного виявлення вертольотів над морською поверхнею на малих та гранично малих висотах.

Відомо, що у випадку розміщення РЛС на узбережжі дальність виявлення надводних цілей може бути збільшена в 4 - 6 разів у порівнянні з дальністю прямої видимості при наявності тропосферного радіохвильовода. Ці дані були отримані відповідно повітряних цілей з ефективною поверхнею розсіювання (ЕПР) один квадратний метр. У зв'язку з відсутністю даних про ЕПР вертольотів з урахуванням головного гвинта зробити оцінки стосовно виявлення вертольотів не було можливим. У зв'язку з цим авторами проведено аналіз відомої літератури, у якій наведена оцінка ЕПР вертольота з урахуванням впливу головного гвинта. Аналіз свідчить про те, що у діапазоні сантиметрових хвиль середня ЕПР гвинта знаходиться в діапазоні $0,35 \dots 1,25 \text{ м}^2$. У свою чергу, середня ЕПР вертольота Мі-8МТ становить $34,6 \text{ м}^2$. При цьому значенні ЕПР, яке використовується при розрахунковій дальності виявлення вертольота з ймовірністю $0,5$ становить $12,75 \text{ м}^2$, тобто використовуючи відому методику, яка була розроблена авторами, можна стверджувати, що при знаходженні вертольота в межах тропосферного радіохвильоводу над морем, дальність його виявлення буде збільшена в 4 - 6 разів у порівнянні з дальністю прямої видимості.

Розроблена спрощена методика оцінки максимальної дальності виявлення маловисотних цілей, які летять над морем у тропосферному радіолокаційному каналу при наступних допущеннях: довжина хвилі РЛС менше критичної; у радіохвильоводі поширюється циліндрична хвиля; множник послаблення ЕМП у радіохвильоводі ($V_{xв}$) збігається із множником послаблення ЕМП у вільному просторі ($V_{вн}$); антенна система РЛС перебуває поблизу або всередині радіохвильоводу. В межах зроблених допущень щільність потоку потужності, яка створюється антеною в дальній зоні на відстані r від РЛС, можна представити у вигляді:

$$S_{xв} = \frac{P_{xв} \cdot G}{2\pi \cdot r \cdot H_{xв}} \cdot \gamma_{xв} \cdot V_{xв}, \quad (1)$$

де $P_{xв}$ – потужність сигналу передавача РЛС, $\gamma_{xв} = 2\theta_{кр} \cdot (\pi)^{-1}$ – коефіцієнт збудження, який враховує частку потужності передавача, яка збуджує радіохвильовід; $\theta_{кр}$ – кут Брюстера; G – коефіцієнт підсилення передавальної антени.

Для приповерхнневого хвильоводу може бути отримане з:

$$P_{x\theta} = \frac{P_i \cdot G \cdot V_{x\theta} \cdot \sigma_m}{4\pi \cdot D_x}, \quad (2)$$

де D_x – похила дальність між фазовим центром антени РЛС і еквівалентним центром енергетичного максимуму майданчика, що відбивається, на поверхні моря; P_i – потужність сигналу РЛС, σ_m – ЕПР морської поверхні. Враховуючи, що:

$$\sigma_m = \frac{4\pi}{\lambda^2} \sigma_{ef}, \text{ а } \sigma_{ef} = \int B(\rho) \exp\{j2k_x \rho\} d\rho, \quad (3)$$

де $B(p) = \langle \zeta(r+p)\zeta(r) \rangle$ – просторова кореляційна функція морської поверхні; $k_x = 2\pi / \lambda_{x\theta}$ хвильове число в хвилеводі запишемо:

$$P_{x\theta} = \frac{P_i \cdot G \cdot V_{x\theta}}{D_x \cdot \lambda^2} \cdot \sigma_{ef}. \quad (4)$$

Тому для оцінки поля в піднятому радіохвилеводі можна порівняти щільність потоку потужності, яка створюється антеною у об'єкта в хвилеводі $S_{x\theta}$ і вільному просторі S_{en} .

$$S_{en} = \frac{P_i \cdot G}{2\pi \cdot r^2} V_{en} \quad (5)$$

Враховуючи (1) і (5) знайдено вираз для коефіцієнта ($k_{x\theta}$), що показує, в скільки разів зміниться щільність потоку потужності на заданій дальності (r) при наявності тропосферного радіохвилеводу в порівнянні з вільним простором:

$$k_{x\theta} = \frac{S_{x\theta}}{S_{en}} = \left(\frac{r \cdot V_{en}}{H_{x\theta} \cdot V_{x\theta}} \gamma_{x\theta} \right). \quad (6)$$

Порівняння даних, отриманих за допомогою запропонованого методу, й результатів експериментальних даних показують їхню високу кореляцію. Погрішність методики щодо результатів не перевищує одиниць відсотків, причому точність результатів збільшується при збільшенні довжини тропосферного хвилеводу й зменшенні його висоти.

ВАРІАНТ ПОБУДОВИ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО АВТОМАТИЗОВАНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КОМПЛЕКСУ ПОВІТРЯНО-КОСМІЧНОГО ЗАХИСТУ

Д.В. Карлов, А.Я. Яцуценко, М.Ф. Пічугін, Ю.В. Трофименко, А.Д. Карлов, І.М. Пічугін,
О.О. Клімішен, М.В. Борцова

Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба

61023, Харків, вул. Сумська, 77/79

E-mail: zeroua108@ukr.net

The paper considers general tactical and technical requirements produced to active-passive multiway radar complexes intended for detecting-disarming hypersonic aircrafts, for estimating parameters and evaluating hazard level of the detected objects in the process of developing an aerospace defence system with improved anti-aircraft defence radar means and electronic warfare radar means. General requirements to operation speeds and degree of automation at making decisions are given.

Вступ. У ряді передових країн світу здійснюється розробка і випробування гіперзвукових літальних апаратів. Проекти розробки гіперзвукових літальних апаратів (ГЗЛА) мають статус державної таємниці. За відкритими матеріалами Інтернету [1] відомо, що ведуться випробування гіперзвукових крилатих ракет повітряного і космічного старту. Американська ракета Х-51, що створюється компанією Boeing в рамках концепції «швидкого глобального удару», повинна розвивати швидкість в 6 М-7 М. Випробування почалися в 2010 році. Китайська ракета WU-14, випробування якої почалося в 2013 році. Відомо, що проводиться до трьох пусків щорік. Заявлена швидкість боєголовки, що маневрує, — 10 М. Успішно випробується російська крилата протикорабельна ракета «Циркон», яка у натовській класифікації вже отримала назву Yu-71. Вона призначена для озброєння ракетних крейсерів. Передбачувана швидкість орієнтовно — до 12 М, дальність — більше 1000 км.

В останні десятиліття позначилися нові тенденції у збройній боротьбі.

По-перше, пілотовані ЗПН поступово поступаються місцем засобам повітряного нападу, керованим дистанційно (або керованим по завчасно введених програмах). Характерний і найбільш численний приклад - крилаті ракети (КР). За інформацією деяких джерел, число КР в збройних силах США до 2020 року може досягти 100 тисяч одиниць.

По-друге, космічний і повітряний простір злився в єдину сферу збройної боротьби. Іде дуже активне освоєння космосу у військових цілях. Таким чином, об'єм завдань, що покладаються на сили ППО (тепер уже повітряно-космічного захисту (ПКЗ)), суттєво розширюється. Збільшується висотний та швидкісний діапазон ЗПН, що підлягають виявленню і знищенню в ході повітряно-космічної операції. Очікувана поява гіперзвукових ЗПН (повітряно-космічних літаків) означає черговий науково-технічний прорив в розвитку засобів повітряно-космічного нападу (ЗПКН).

По-третє, реакція розвитку засобів ППО на ноу-хау засобів повітряного нападу стає все менш адекватною. Ще недавно нові і проривні фізичні принципи побудови засобів ППО стають вчорашнім днем. Звичайно ж, можливості ракетних технологій та радіолокації далеко не вичерпані.

Великі швидкості літальних апаратів призводять до скорочення часу перебування їх в зонах виявлення й ураження. Скорочується час на прийняття рішення на знищення. Виникає необхідність підвищення ступеня автоматизації процесів виявлення цілей, використання елементів штучного інтелекту, розпізнавання ступеня небезпечності для об'єктів, що обороняються. Малі висоти руху літальних апаратів зменшують зону виявлення їх наземними радіолокаційними системами. Антени РЛС необхідно підіймати над поверхнею Землі, або використовувати особливості розповсюдження радіохвиль (РРХ) над поверхнею Землі. Недоліком існуючих систем виявлення повітряно-космічних цілей засобами протиповітряної і протиракетної оборони є те, що вони не забезпечують виявлення маневруючих цілей, що рухаються з гіперзвуковими швидкостями на малій висоті з огинанням рельєфу місцевості.

В сучасних умовах при проведенні швидкоплинних повітряно-космічних операцій при використанні гіперзвукових аеродинамічних і повітряно-космічних літальних апаратів значно зростають роль і вимоги до радіолокаційних систем різного призначення і до циклу їх бойового застосування. Система радіолокаційного озброєння повинна бути високоточною та виконувати завдання повітряно-космічного захисту.

На даному етапі на озброєнні у жодної країни немає гіперзвукових літальних апаратів окрім плануючих бойових блоків міжконтинентальних балістичних ракет.

З появою ГЗЛА на ринку озброєнь можливе їх розповсюдження. Тому огляд проблем захисту від ГЗЛА є актуальним для розвитку озброєння Повітряних Сил Збройних Сил України.

Мета статті: Розглянути варіант створення радіолокаційного озброєння в системі захисту від гіперзвукових літальних апаратів в Повітряних Силах України та шлях його практичної реалізації.

Основна частина. Постановка задачі та виклад матеріалів дослідження

Ставиться завдання на визначення принципів створення перспективного радіолокаційного озброєння для Повітряних Сил з урахуванням нових загроз для України та можливого варіанту практичної реалізації.

Поява у світі гіперзвукової зброї позбавляє сенсу існуючі системи протиракетної оборони, оскільки ті не здатні перехопити ціль, що летить на гіперзвуковій швидкості по непередбачуваній траєкторії.

На наш погляд комплекс виявлення цілей повинен складатися із наземної і повітряної складових.

Однопозиційні РЛС виявлення і попередження про ракетний напад мають недоліки внаслідок впливу як мало рухомих, так і швидко рухомих неоднорідностей електронної концентрації іоносфери. Внаслідок цього в цих РЛС здійснюється зав'язування небезпечних хибних траєкторій.

Основні завдання комплексу повітряно-космічного захисту:

- гарантоване виявлення гіперзвукових літальних апаратів, високоточне оцінювання параметрів їх руху, моноімпульсне оцінювання повного вектора швидкості з високим темпом оновлення інформації;

- використання засобів РЕБ комплексу для подавлення радіовисотоміра ГЗЛА, та радіонавігаційного каналу, а також функціонального ураження бортового радіоелектронного обладнання;

- *використання лазерної і протиракетної зброї.*

Моноімпульсне виявлення і оцінювання координат та повного вектора швидкості цілей можливі тільки в активно-пасивних і пасивних багатопозиційних РЛС [2-5], що дозволить вирішити проблему боротьби з гіперзвуковими літальними апаратами.

Цикл бойового застосування системи озброєння повинен бути скорочений. Необхідно використовувати антенні системи з електронним скануванням діаграми спрямованості. Огляд простору доцільно здійснювати в секторі. Доцільно гарантовано контролювати бар'єрні зони виявлення і ураження для різнобазових БП РЛС космічного, повітряного і наземного базування. Баланс часу, необхідний для ураження гіперзвукових літальних апаратів на різних ділянках траєкторії польоту при використанні різних засобів ураження, розраховується з урахуванням ступеня небезпечності кожної виявленої цілі.

Практична реалізація БП РЛС на даному етапі можлива при використанні трьох РЛС, що працюють в секторному режимі на ракетно-небезпечному напрямі при їх синхронізації і доопрацюванні радіоприймачів та створення бойового алгоритму автоматичної роботи при використанні новітніх інформаційних технологій цифрової обробки інформації на загальному пункті. Необхідно передбачити управління протиракетною за вимірюванням повного вектора швидкості цілі БП РЛС.

Необхідна розробка алгоритмів автоматичного функціонування для БП РЛС різного базування з обробкою інформації на загальному пункті. Оцінка ефективності

функціонування можлива при марківській апроксимації процесу бойового застосування комплексу від умовної ймовірності правильного виявлення радіосигналів і оцінювання координат та їх похідних.

Огляд бар'єрної зони виявлення комплексу може бути послідовним, паралельним або паралельно-послідовним. Варіант послідовного огляду бар'єрної зони виявлення гіперзвукових цілей БП РЛС подано на рис.1.

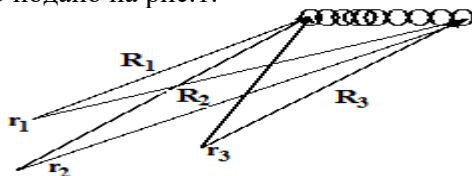


Рис.1 Варіант огляду бар'єрної зони виявлення, де R_i - вектори орієнтації максимумів ДС початку і кінця бар'єрної зони на прийом

Варіант побудови алгоритму виявлення і оцінювання параметрів радіосигналу та визначення координат та повного вектора швидкості цілі в активно-пасивній БП РЛС при плинному оцінюванні байесового відношення правдоподібності подано на рис.2.

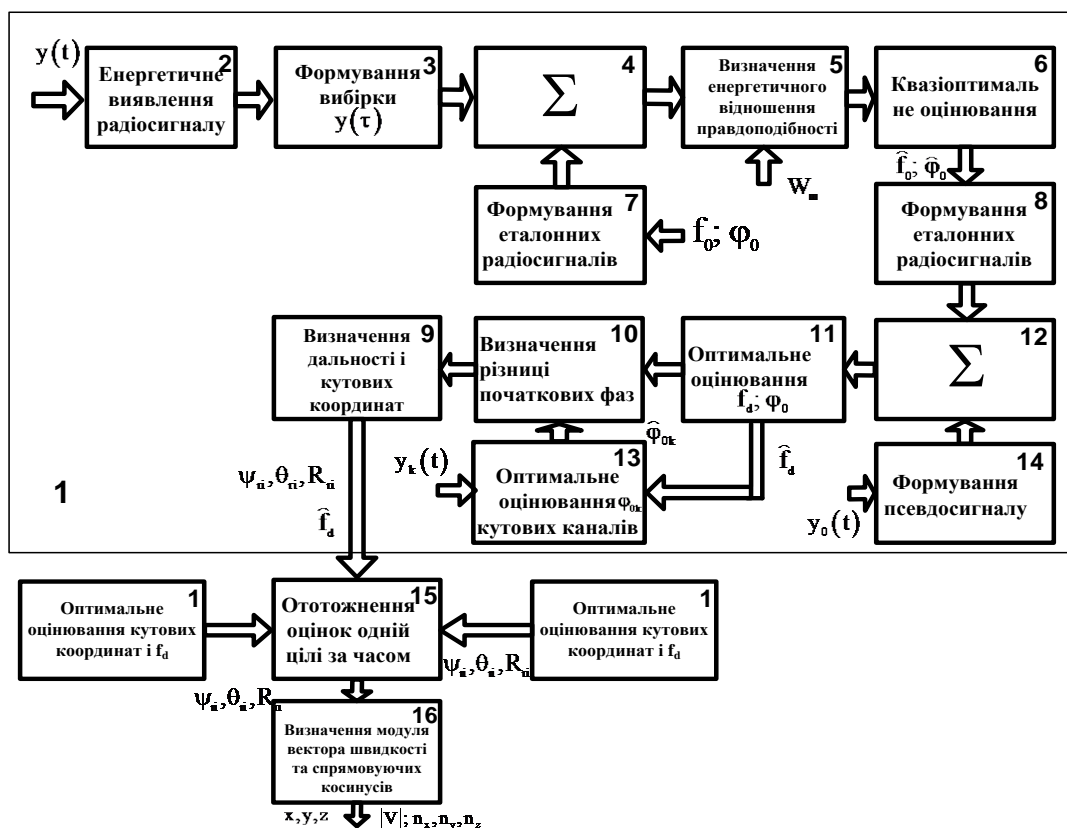


Рис. 2 Варіант побудови алгоритму виявлення і оцінювання параметрів радіосигналу, визначення координат та повного вектора швидкості цілі в активно-пасивній БП РЛС при плинному оцінюванні байесового відношення правдоподібності

Система рівнянь, яка дозволяє однозначно визначити повний вектор швидкості цілі та його просторову орієнтацію в координатній формі, має вигляд:

$$\begin{cases} V_{r0} = V(n_x n_{x0} + n_y n_{y0} + n_z n_{z0}); \\ V_{r1} = V(n_x n_{x1} + n_y n_{y1} + n_z n_{z1}); \\ V_{r2} = V(n_x n_{x2} + n_y n_{y2} + n_z n_{z2}); \\ n_x^2 + n_y^2 + n_z^2 = 1, \end{cases} \quad (2)$$

де n_x, n_y, n_z - напрямні косинуси вектора швидкості ГЗЛА;

n_{xi}, n_{yi}, n_{zi} - напрямні косинуси радіальної складової вектора швидкості ГЗЛА на кожному пункті оцінювання;

V_{ri} ; V - модуль радіальної складової на кожному пункті оцінювання і модуль вектора швидкості ГЗЛА.

Залежності помилок оцінювання дальності до цілі при багатоканальному виявленні при різних тривалостях радіосигналів від відношення енергій сигнал/шум при плинному оцінюванні байесового відношення правдоподібності та якісні показники алгоритму подані на рис.3-5.

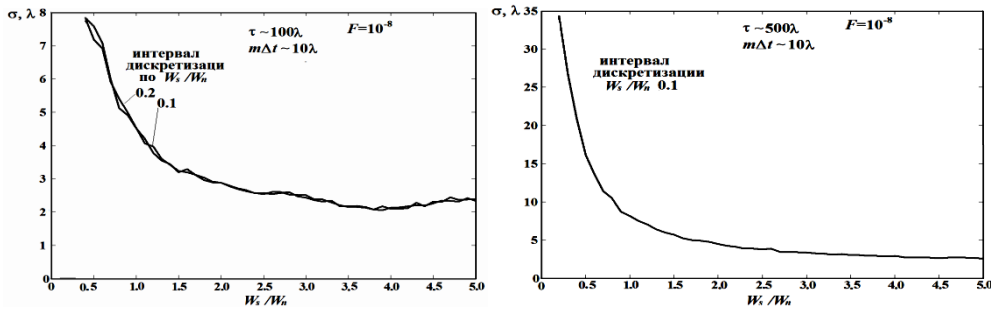


Рис.3 Залежності помилок оцінювання дальності до цілі при багатоканальному виявленні при різних тривалостях радіосигналів від відношення енергій сигнал/шум

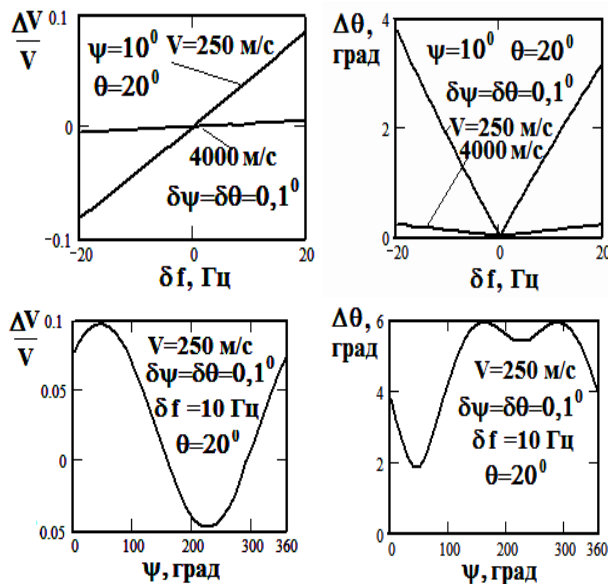


Рис.4 Залежності помилок визначення модуля повного вектора швидкості цілі і кута його відхилення від помилок визначення доплерівської частоти виявленого радіосигналу

Рис.5 Залежності помилок визначення модуля повного вектора швидкості цілі і кута його відхилення при різному азимутальному положенні цілі

Пропонується розпізнавання класів об'єктів з заданими помилками першого і другого роду за повним вектором швидкості цілі, просторовим положенням цілі, просторовою

орієнтацією вектора швидкості цілі здійснювати методом дихотомій шляхом перевірки простих гіпотез проти складних.

Очікуваний ефект - своєчасне виявлення нальоту гіперзвукових цілей в зоні дії БП РЛС, формування інформації попередження та інформації цілевказання на засоби знешкодження.

Особлива увага приділяється алгоритму прийняття рішення на застосування засобів знешкодження. Передбачається втручання оператора на прийняття рішення на застосування активних засобів знешкодження при виявленні першої гіперзвукової цілі і автоматичному управлінні при масованому нальоті.

Розглядаються критерії автоматичного застосування засобів знешкодження гіперзвукових цілей.

Висновки і напрямки подальших досліджень..Запропонований варіант побудови радіолокаційного комплексу повітряно-космічного захисту від гіперзвукових літальних апаратів з використанням існуючих засобів виявлення і знешкодження вимагає доопрацювання існуючих засобів виявлення, переведення їх на цифрову обробку інформації, синхронізації з використанням існуючих доопрацьованих засобів знешкодження і показує необхідність більш глибокої проробки розглянутих питань.

Література:

1. http://www.syl.ru/article/195564/new_giperzvukovyie-raketyi-rossii-i-ih-ispytaniya-giperzvukovyie-raketyi-ssha
2. Певцов Г.В., Яцуценко А.Я., Карлов Д.В., Пічугін М.Ф., Трофименко Ю.В., Чернявський О.Ю., Борцова М.В. Енергетичне виявлення і оцінювання параметрів тривалого немодульованого радіосигналу в активно-пасивній багатопозиційній радіолокаційній системі та визначення повного вектора швидкості цілі із заданою можливою точністю /Військово-технічний збірник –Випуск 1(10).-Львів: АСВ, 2014.-с.56-63.
3. Певцов, А.Я. Яцуценко, Д.В. Карлов, Ю.В. Трофименко Теоретичні основи новітніх технологій побудови радіолокаційних систем //Наука і оборона. Науково-теоретичний та науково-практичний журнал. №2.- 2014.- с.45-53.
4. Г.В. Певцов, А.Я. Яцуценко, Д.В. Карлов, Ю.В. Трофименко Метод енергетичного виявлення радіосигналів //Системи управління, навігації та зв'язку. - К.: - 2010.-№4(16).-с.72-76.
5. Патент на корисну модель 57216. Україна, МПК G01S 7/02. /Процес енергетичного виявлення радіосигналів Г.В.Певцов, А.Я.Яцуценко, та ін.; – №201012202; заявл. 15.10.2010; опубл. 10.02.2011, Бюл. №3.

INDIVIDUAL SCANS FUSION IN VIRTUAL KNOWLEDGE BASE FOR NAVIGATION OF MOBILE ROBOTIC GROUP WITH 3D TVS

Mykhailo Ivanov¹, Oleg Sergiyenko¹, Vera Tyrsa², Vladimir Kartashov⁴, Yelizaveta Tolstykh⁴, Moises Rivas-Lopez¹, Daniel Hernández-Balbuena², Paolo Mercorelli³, Julio Rodriguez-Quiñonez², Wendy Flores-Fuentes², Lars Lindner¹

¹Instituto de Ingeniería, Universidad Autónoma de Baja California (UABC), Mexicali, México;

²Facultad de Ingeniería of UABC; ³Leuphana University of Lueneburg, Germany; ⁴Kharkiv National University of Radioelectronics
srgnk@uabc.edu.mx

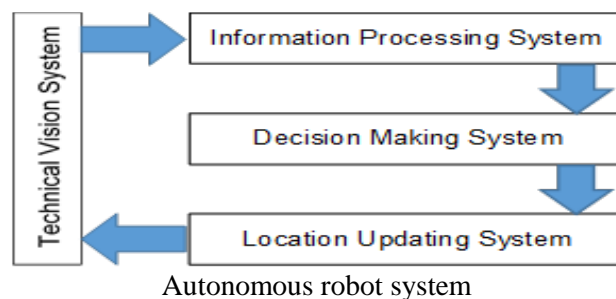
Abstract — Robotic group communication in a densely cluttered terrain is the main objective to optimize group navigation and efficient trespassing of the sector on terrain. This paper describes the basic set of tasks need to be solved for distributed robotic group behavior. The model of transferring of data obtained from technical vision system (TVS) that uses the principles of dynamic triangulation is given.

I. Introduction

Robotic group systems are widespread and specialized for the multi objective tasks. The robots in the group are usually distributed, on large areas during their missions. Individual robot in group can cover part of the area while patrolling and detect different types of dynamic events and static obstacles in surroundings in real time, searching for objects of interest (goal) etc. The robotic group can perform such tasks in a better way, because they can perform monitoring of an environment with less amount of devises than, for example, a static sensor network. During the monitoring each robot is obtaining data only by own vision system. To avoid the rescanning of the same part of terrain by another robot in the group, the propagation of information within the group (data exchange) should be implemented. Robots must operate with the predefined rules of collective behavior [1] in order to organize the communication process. Paper consider to use a homogeneous group of robots [2, 3] that are able to perform different simple tasks independently. In addition, robots must be able to move to their goal in the environment without losing contact with the group members along the way.

II. Obstacle detection by individual technical vision system

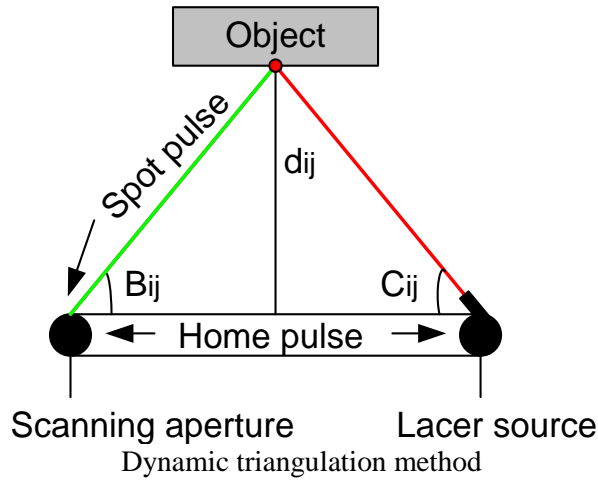
Each mathematical / computing unit in the conventional algorithm of autonomous robot (Fig. 1) during its work is basing on data obtained from the set of sensors, in general case the vision system.



The amount of data to process and transfer can be estimated basing on the type of visual system. Many robots and drones are equipped with cameras or more expensive equipment like ToF (Time-of-Flight) cameras which assume the presence of data storage devices with large storage capacity. Since a group of robots can be moved in low light conditions with a large number of obstacles, the aforementioned systems may not always give the correct result during post processing. Therefore, there is a need a system with satisfactory accuracy in hard conditions.

Article [7] presents the most appropriate technical vision system (TVS) for such conditions. It is able to work in complete darkness, and can obtain the real, 3D coordinates of

any point highlighted by laser ray on real, not imaginable, surface. Its idea based on a dynamic triangulation method. The main components of the TVS are positioning laser (PL) and the scanning aperture (SA) (Fig. 2).



Dynamic triangulation [4] consists of detection of laser instantly highlighted point coordinates based on two detected angles B_{ij} and C_{ij} (here ij means the number of horizontal and vertical scanning steps consequently) and fixed distance a between a projector and a receptor. Such triangle's lifetime is about $0.039 \times 0.5 / 2000 \approx 0.00000975$ s (where 0.039 s is minimal time of semi-sphere scanning at 7-13 rev/s motor speed; 0.5 cm is averaged laser spot size on experimental striking distance, and 2000 cm is the selected frame width). In such triangle (Fig. 3) if 3 parameters are known, it makes possible to calculate all others. Angle B_{ij} is calculated as simple ratio of two counters codes: number of clock pulses between two home pulses and in interval 'home pulse – spot pulse' (Fig. 3) (Eq. 1).

$$B_{ij} = \frac{2\pi N_A}{N_{2\pi}}, \quad (1)$$

where NA is the number of reference pulses when laser rays are detected by the stop sensor and $N_{2\pi}$ is the number of reference pulses when the 45° mirror completes a 360° turn detected by the zero sensor. To calculate x , y and z coordinates the next equations are used (Eq. 2-5):

$$x_{ij} = a \frac{\sin B_{ij} \cdot \sin C_{ij} \cdot \cos \sum_{j=1}^i \beta_j}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]}, \quad (2)$$

$$y_{ij} = a \left(\frac{1}{2} - \frac{\sin B_{ij} \cdot \sin C_{ij}}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]} \right) \text{ at } B_{ij} \leq 90^\circ, \quad (3)$$

$$y_{ij} = -a \left(\frac{1}{2} + \frac{\sin B_{ij} \cdot \sin C_{ij}}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]} \right) \text{ at } B_{ij} \geq 90^\circ, \quad (4)$$

$$z_{ij} = a \frac{\sin B_{ij} \cdot \sin C_{ij} \cdot \cos \sum_{j=1}^i \beta_j}{\sin[180^\circ - (B_{ij} + C_{ij})]}, \quad (5)$$

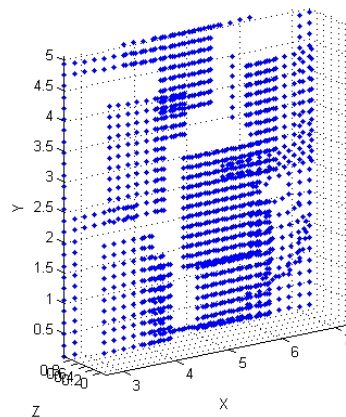


Principle of laser scanning TVS

A.

Sectoring of the terrain

Laser scanning TVS can give the exact coordinates of any selected point on surface of obstacle. However, they cannot process all surface at the same time, and requires certain time to scan whole 3D sector. It is expedient to split terrain into sectors, sharing the task of monitoring between robots in group; it could be useful also due to different position of each robot in sector such distributed scanning will give more explicit information as cloud of points (Fig. 4).



Example of over detailed surface scanned by TVS

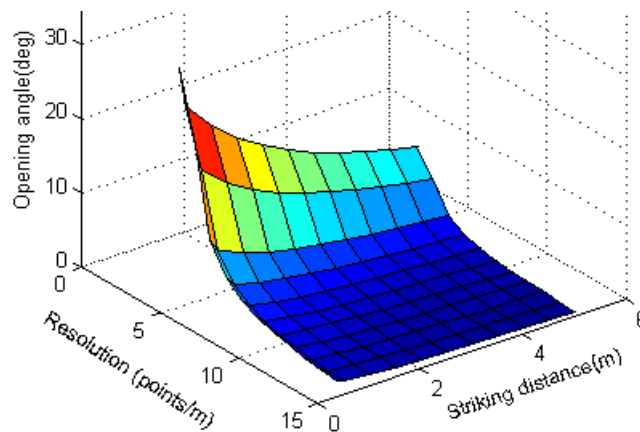
B.

Resolution stabilization

The information about an obstacle for robot to avoid collision must contain general data (width, depth, height and large convexities, etc.), as a simple 3D figure with low resolution. The [5] recommends three different angles 14.5636° , 5.5455° , 1.9091° , representing three types of resolution as a linguistic variables: “Low”, “Medium” and “High”. Amount of points per one meter of arc with 160° FOV (using the 14.5636° angle) next results are resieved: the resolution is 11 points per meter that is enough for the robots described in [5]. Radius of a one meter arc with this angle equal to 0.358m with 11 points per meter resolution (Fig. 5). According to the calculation the avarage angles based on the initial resolution of 14.5636° shell be 10.059° , 3.011° , 1.34° . As can be seen, avarage angle for the “critical” range in the end of the distance will give a small resolution equal to 5-6 points per meter. In this case it is nessesary to increase the resolution. That is why the limit value of angle for “critical” range will be taken. The set of angles will be changed to next 5.209° , 3.011° , 1.34° .

Basing on the idea splitting striking distance into three scanning ranges zones (Fig. 6): **the zone of effective scanning range** – the radius at which the system is able to determine with sufficient accuracy an obstacle to initiate rescheduling of the trajectory; **the zone of optimal scanning range** – the area in which the robot is able to determine the size and shape of the

obstacles for its classification and better motion, decreasing robot's speed; **the zone of critical scanning range** – being at a given distance from an obstacle agent is already necessary to stop to avoid a collision. The speed control implementing linguistic variable “striking_distance” (Fig. 6). To determine the variable three membership functions (z-shaped for the “critical” distance, trapeze-like for “optimal” and s-shape – “effective”) are used.



Dependencies of opening angle, resolution and striking distance

Using the striking distances zones and opening angles the data for fuzzy logic [5] rules can be represented in Tab. 1

TABLE 1. COMPARISON OF SCANNING ANGLES

Striking distance(SD) (m)	Radius type (linguistic variable)	Opening angles (deg)	Resolution (linguistic variable)
$SD \leq 1$	Critical	5.209	Low
$1 < SD \leq 3$	Optimal	3.011	Medium
$3 < SD \leq 5$	Effective	1.34	High

Calculation is based on the general opening angle (step) of stepper motor (0.9°) comparing to low resolution angles of 5.209° . Suggesting that each point has X, Y and Z coordinates. They are described using floating data type. The amount of data needed to store each equal to 4 bytes. Results are in Tab. 2.

TABLE 2. COMPARISON OF SCANNING ANGLES

Opening angles (deg)	Points/metre	Points/metre ²	Amount of data (Bytes)	Data reduction (Number of times)
0.9	178	31622	379464	-----
6	11	121	1452	261.34
5.209	31	961	11532	32.9

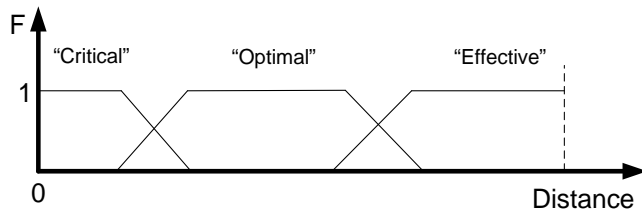
Using the extended algebra of algorithms for describing the passes of speed control determination will be:

SPEED=<INPUT(striking_distance)*[zone_state](dⁿnvd^onvd^cn)*RULES>
 RULES={ [critical](RESOLUTION_LOW) *
 * [optimal](RESOLUTION_MEDIUM) *
 * [effective](RESOLUTION_HIGH) }

where “striking_distance” – receive the value “c” (critical) if obstacle in critical scanning range, “o” (optimal) if obstacle in optimal scanning range and “e” if in effective scanning range; n – fixing statement.

In terms of fuzzy logic, it can be described using next IF-THEN rules type:

IF distance IS critical THEN speed EQUAL zero AND resolution EQUAL low
 IF distance IS optimal THEN speed EQUAL slow AND resolution EQUAL medium
 IF distance IS effective THEN speed EQUAL fast AND resolution EQUAL high

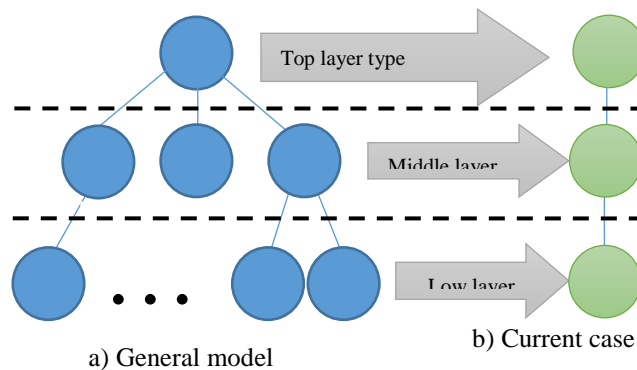


Membership functions of linguistic variable “striking_distance”

Implementing variable frequency of data storing will help to leave conventionally equal level of obstacles detailization in the memory of robot. On this stage occur the need of data exchange between the individuals in group solving the task of obstacle avoidance and direct motion planning for reaching the goal by group of robots.

III. Communication system

After describing fundamental components of mobile robot motion planning, we shall now focus on forming knowledge around the improving method of leader changing system and dynamic network forming for data transferring within robotic group [7-8]. This task is the dissemination of information feedback (PIF – propagation of information with feedback) is formulated as follows for current case: robot after collecting some amount of data about environment (message M) spreads it between the group members. Previously was reviewed [7] the model of data transferring as strategy of centralized hierarchical control (Fig. 7). When using the strategy of centralized management of a robotic group R, every robot R_i ($i = 1, 2, \dots, N$) of group transmits data about his state and information obtained about the environment in the central control device (robot chosen by the voting process). For a hierarchical strategy of centralized management network between robots can be represented with layers. Layers can be separated into three types: **top layer** – a single central control device which merges data and initiates backwards propagation; **middle layer** – group of control devices for existing to send their data and data from lower levels (layers) to top layer; **low layer** – can communicate only with the elements of middle layer, sending the data and receiving merged.



Strategies of centralized hierarchical control

For current case of group of three robots, leader-changing method [7] is changing the distribution layer inside the group. To define behavioristic roles for a group of robots will be implementing linguistic variable $p = \text{“pattern of layer”}$. It uses three levels scale of $M = \{\text{“lower layer”}, \text{“middle layer”}, \text{“top layer”}\}$. So, many alternatives of P can be represented as:

$$P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}, \quad (6)$$

where p_i – alternative “pattern of layer”, at $i = 1..n$.

Then is necessary to determine the characteristics for evaluating the robot. Next of them are offered:- c_1 = “visibility of a goal”;- c_2 = “the heuristic distance to the goal”;- c_3 = “density of obstacles in FOV”;- c_4 = “visibility of other neighbor robots”;- c_5 = “availability of communication channel in group”;- c_6 = “workload (amount of currently calculated tasks (processes))”;

These characteristics are used in set and describing each of the i -th robots separately:

$$C_i = \{c_{i1}, c_{i2}, \dots, c_{ik}\}, \quad (7)$$

where c_j – characteristic value of i -th robot at $j=1..k$.

As each of the characteristics have a different value it is necessary to make a normalization of each of them for calculation. Also each of the characteristics must have weight based on the predetermined set of weights:

$$W = \{w_1, w_2, \dots, w_k\}, \quad (8)$$

where w_j – the j -th characteristics weighting, $\sum w_i = 1$.

Evaluation of the i -th robot takes the following form:

$$e_i = \sum_{j=1}^k w_j c_{ij} \quad (9)$$

IV. Conclusion

The present article offers the original solution able to improvement of communication inside robotic group. All tasks discussed in paper have a common point, guided only by information obtained by local interactions with the environment by proposed TVS, group of robots need to reach the goal using motion planning and communication algorithm. Using only pathfinding algorithm mentioned in [7] without data exchange within the robotic group shows results 2.17% – 15.76% worse than using offered corrections (longer trajectories).

References

1. Sahin, Erol, and William M. Spears, et al., Swarm Robotics: SAB 2004 International Workshop, Santa Monica, CA, USA, July, 2004, Revised Selected Papers. Vol. 3342. Springer, 2005.
2. Eskridge, B. E., Valle, E., & Schlupp, I. Emergence of leadership within a homogeneous group. *PloS one*, 10 (7) (2015).
3. Pshikhopov, V., Medvedev, M., Kolesnikov, A., Fedorenko, R., & Gurenko, B. (2016). Decentralized Control of a Group of Homogeneous Vehicles in Obstructed Environment. *Journal of Control Science and Engineering*, 2016.
4. O. Sergiyenko, W. Hernandez, V. Tyrsa, L. Devia Cruz, O. Starostenko, M. Pena-Cabrera. Remote Sensor for Spatial Measurements by Using Optical Scanning. *MDPI, Sensors*, 9(7), 2009, Basel, Switzerland, pp. 5477-5492.
5. Garcia-Cruz X.M. et al. Optimization of 3D laser scanning speed by use of combined variable step. *Optics and Lasers in Engineering by Elsevier*, 2014 #54, pp. 141–151
6. Lars Lindner, Oleg Sergiyenko, Julio C. Rodríguez-Quiñonez, Moises Rivas-Lopez, Daniel Hernandez-Balbuena, et al., (2016) "Mobile robot vision system using continuous laser scanning for industrial application", *Industrial Robot: An International Journal*, Vol. 43 Iss: 4, pp.360 – 369
7. O.Yu. Sergiyenko, M.V. Ivanov, V.V. Tyrsa, V.M. Kartashov, M. Rivas-López, D. Hernández-Balbuena, et al. Data transferring model determination in robotic group, *Robotics and Autonomous Systems*, Volume 83, September 2016, Pages 251-260, ISSN 0921-8890
8. O. Sergiyenko, V. Kartashov, M. Ivanov, D. Hernández-Balbuena, V. Tyrsa and J. I. Nieto-Hipólito, "Transferring model in robotic group," 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), Santa Clara, CA, USA, 2016, pp. 946-952

ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И НАСТРОЙКИ АФАР

Гузь В.И., Липатов В.П., Марков В.И., Волошин А. П. Остапенко Д.А.
Государственное предприятие «Научно-исследовательский институт радиолокационных систем «Квант-Радиолокация»
03150, Киев, ул. Димитрова, 5, тел. +38(044) 289-76-21,
E-mail: kvant-rs@ln.ua, Markov_VI_1947@ukr.net.

Some approaches for monitoring and aligning of active phased array antennas (АРАА) with the particularities connected with its hardware implementation, are considered. During АРАА alignment, electrical and thermal considerations make it desirable to measure the its parameters in nominal Tx/Rx operating mode. The measurement system has been developed to support multiplexed transmit and receive pulse-mode measurements during the single course of data acquisition. This capability allows pulsed transmit and receive measurements to be interleaved using a single measurement setup, reducing overall measurement time and improving the accuracy of measurement results.

Введение

Для повышения точности пространственной ориентации луча, дальности обнаружения целей с малой эффективной поверхностью рассеивания, снижения уровня боковых лепестков (УБЛ) и улучшения адаптации к помеховой обстановке увеличивают мощность излучаемого сигнала, что приводит к росту числа приемо-передающих модулей (ППМ), усложнению, увеличению объема и трудоемкости работ, проводимых с каждым образцом АФАР.

Несмотря на большое число публикаций, в которых рассматриваются вопросы испытаний АФАР, отсутствует единый подход к методологии проведения контроля технического состояния (КТС) и настройки АФАР, а также недостаточно полно выработаны предложения по сокращению времени настройки и проведения приемо-сдаточных испытаний (в основном оценивается влияние повышения быстродействия измерительной аппаратуры) [1, 2].

При проведении настройки конкретных типов испытуемых АФАР может потребоваться существенный пересмотр состава измерительного оборудования, методов и методик определения параметров, а также соответствующая адаптация используемого программного обеспечения и методик выполнения измерений для учета их функциональных и конструктивных особенностей.

1. Основная часть

1.1. Особенности определения параметров АФАР.

К основным внешним параметрам АФАР в режиме ПЕРЕДАЧА относятся характеристики, связанные с электромагнитным полем в свободном пространстве [3].

Для АФАР в режиме ПРИЕМ проводятся дополнительные измерения параметров приемных каналов, связанные с коэффициентом шума, динамическим диапазоном, линейностью характеристик ППМ и шириной полосы пропускания по ПЧ (для обеспечения работы со сложными сигналами и короткими импульсами). Оценивается качество запираания (бланкирования) приемных каналов во время работы передатчика для обеспечения защиты приемных модулей во время воздействия излучаемого сигнала максимального уровня мощности и время восстановления защиты малошумящих усилителей (МШУ).

В процессе разработки АФАР должна быть предусмотрена техническая возможность проведения КТС, настройки и калибровки с учетом реализованных технических решений и протоколов обмена, а также обеспечена возможность синхронизации работы со специализированной аппаратурой РЛС.

Основными методами определения параметров и настройки АФАР являются методы ближней зоны (амплифазометрические и коммутационные), в настоящее время считающиеся наиболее эффективными [4, 5].

2.3. Оптимизация процесса определения параметров и настройки АФАР.

Для получения полной и достоверной оценки технического состояния и параметров АФАР существенно увеличиваются затраты времени и средств на проведение испытаний из-за резкого роста объема измерений.

При проведении настройки ФАР необходимо определить фазовые и амплитудные поправки, которые зависят от частоты и нормирующие коэффициенты для встроенной системы контроля, что существенно увеличивает время проведения испытаний. Количество возможных реализаций ДН (порядка $10^5 \div 10^{10}$) зависит от числа каналов, вида лучей (узкий, широкий, столбовидный, косеканс и т.д.), количества положений луча в пространстве, числа рабочих частот, режимов работы, адаптации к собственному техническому состоянию и помеховой обстановке.

При проведении контроля технического состояния (КТС) и настройки ФАР необходимо учитывать следующие факторы: высокий уровень излучаемой мощности в режиме ПЕРЕДАЧА, особенности структуры приемо-передающих модулей (ППМ) ФАР, использование интегральной электроники для построения устройства управления лучом (УУЛ) и реализации формирования суммарных, разностных, фоновых и компенсационных каналов.

В режиме ПЕРЕДАЧА ППМ АФАР могут работать только в импульсном режиме, как правило, с нерегулируемым максимальным уровнем излучаемой мощности, возможная длительность и скважность излучаемых импульсов определяются особенностями структуры ППМ, техническими характеристиками УУЛ, протоколами обмена данными между ППМ и УУЛ, формулами задач, поступающими на АФАР.

Комплекс испытаний проводимых с каждым образцом АФАР существенно усложняется. Проведение измерений для определения параметров АФАР в полном объеме с помощью комплексов автоматизированных измерительно-вычислительных (КАИВ) стало практически нереальным, да и нецелесообразным.

Поскольку интегральные параметры АФАР однозначно связаны с ошибками реализации амплитуды и фазы на каждом излучающем элементе, для достоверной оценки параметров АФАР были разработаны методики, позволяющие радикально сократить время и объем испытаний. При проведении КТС в режимах ПЕРЕДАЧА и ПРИЕМ можно:

- получить максимально полную оценку технического состояния каналов ППМ (элементов входящих в канал: аттенюаторов и фазовращателей);
- выявить неисправности и технологические дефекты в АФАР и оценить взаимное влияние излучающих элементов;
- определить величины затухания A_i и фазового сдвига φ_i , вносимых каждым фазовращателем (ФВ) всех ППМ при включении каждой i -й комбинации дискретов ФВ, математического ожидания \bar{A} и дисперсии $\sigma_{A_i}, \sigma_{\varphi_i}$;
- оценить техническое состояние аттенюаторов ППМ и определить величины затухания и фазового сдвига, вносимые при включении каждой из всех комбинаций дискретов аттенюатора, математическое ожидание $\bar{\varphi}_i$ и дисперсию σ_{φ_i} в режиме ПРИЕМ (в режиме ПЕРЕДАЧА подстройка амплитуды, как правило, не проводится).

Используя данные полученные при проведении КТС в режимах ПЕРЕДАЧА и ПРИЕМ, с помощью математического моделирования можно провести первичную настройку АФАР, оценить требуемый объем репрезентативного количества диаграмм направленности (ДН), восстановленных по измеренному АФР, для проведения приемосдаточных испытаний (ПСИ) и обеспечить требуемую статистическую достоверность результатов.

Использование амплифазометрического метода в сочетании с коммутационным методом дает возможность провести настройку АФАР с эффективным устранением "узких мест" в их конструкции, с большой достоверностью определить причину несоответствия ТХ заданным параметрам и решить ряд проблем диагностики технического состояния АФАР.

Для сокращения времени проведения испытаний измерения АФР для группы каналов, положений луча в пространстве и различных рабочих частот проводятся в одном цикле измерений методом смещенных матриц.

В связи с существенной зависимостью АФР на апертуре АФАР от температуры желательно проводить измерение АФР при номинальном режиме работы АФАР (передача/прием, все ППМ включены, рабочие длительности излучаемых импульсов, скважность и т.д.), в одном цикле измерений, в отличие от проведения измерения АФР в режимах ПЕРЕДАЧА или только ПРИЕМ. В этом случае при использовании мультиплексного режима ПРИЕМ/ПЕРЕДАЧА уменьшается общее время тестирования и повышается реальная точность полученных результатов.

Комплекс автоматизированный измерительно-вычислительный (КАИВ) «Вектор» включает в себя прецизионный сканер с максимальной рабочей зоной перемещения зонда не менее 8.5 x 9.4 м², комплектный электропривод, обеспечивающий плавный разгон и торможение кареток сканера, многооборотные абсолютные энкодеры, перемещающиеся по инваровым измерительным рейкам и обеспечивающие определение положения измерительного зонда с разрешающей способностью отсчета координат 0,01мм, анализатор цепей E8362B использующийся для измерения АФР и блок управления антенной (БУА) обеспечивающий управление состоянием и режимами работы испытуемых АФАР. При смене АФАР БУА при необходимости может меняться. Специальное программное обеспечение КАИВ позволило обеспечить синхронизацию измерений АФР в мультиплексном режиме, гибко изменять скорость перемещения измерительного зонда и время интегрирования данных измерения АФР для повышения соотношения сигнал/шум и увеличения динамического диапазона. Структурная схема КАИВ приведена на рис. 1.

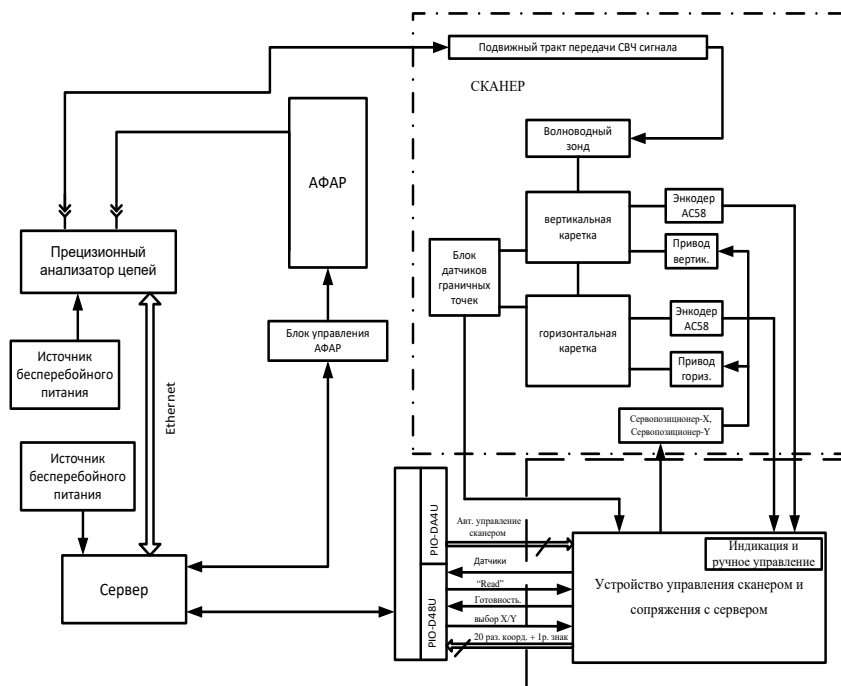


Рис. 1. Структурная схема КАИВ

Для обеспечения мультиплексного режима ПРИЕМ/ПЕРЕДАЧА и измерения параметров АФАР на группе частот в одном цикле измерений в составе КАИВ используются современные прецизионные анализаторы цепей фирмы Keysight Technologies и Rohde&Schwarz (время измерения на одну точку <3,5 мкс) или приемник Panther 9100 (время импульсных измерений <1 мкс). В состав КАИВ могут входить синтезаторы СВЧ-сигналов и быстродействующие СВЧ-переключатели.

Опыт работы показал, что эффективность мультиплексирования в значительной мере зависит от характеристик испытываемой АФАР, таких как: $\Delta t_{\text{занФз}}$ - время записи формуляра задачи; $\Delta t_{\text{уст}}$ - время установки заданного распределения; $\Delta t_{\text{зад.сигнр}}$ - время задержки импульса запуска измерителя для обеспечения синхронизации и др.

В связи с относительно низким быстродействием прецизионного анализатора цепей E8362B и БУА при проведении измерений с помощью КАИВ «Вектор» в одном цикле регистрировалось не более 30 АФР. При этом для некоторых типов АФАР потребовалось уменьшить скорость сканирования в ближней зоне и увеличить общее время тестирования. За счет снижения скорости сканирования была повышена точность позиционирования и обеспечено внутриимпульсное усреднение.

Резкое увеличение количества АФР, измеряемых в одном цикле, выявило неэффективность традиционного подхода обработки данных измерения (распаковка принятого массива, последовательная обработка каждого АФР и анализ полученных данных персоналом на дисплее или распечатках). Представляется целесообразным перейти к полностью автоматической пакетной обработке массива, проверке полученных данных по заданным критериям и выработке решения о соответствии реальных технических данных приведенным в технических условиях (ТУ). Должна выводиться информация об отказах, несоответствии ТУ и наличие возможности индивидуального просмотра данных измерений и обработки в ручном режиме.

Выводы.

Необходимое качество настройки и калибровки АФАР обеспечивается комплексным подходом, включающим в себя входной контроль элементов, учет их характеристик при изготовлении и сборке модулей, соответствующий аппаратурой и методиками выполнения измерений АФР в мультиплексном режиме.

Использование мультиплексного режима позволяет уменьшить общее время проведения настройки и определения параметров АФАР и повысить реальную точность полученных результатов.

Целесообразно использовать автоматическую пакетную обработку АФР.

Литература:

1. Reducing Measurement Times and Improving Economic Competitiveness in Antenna and RCS Applications – Application Note, Keysight, 2014.
2. Reducing the Test Time Required to Calibrate a Multi-channel Antenna. MW Journal. March 23, 2015
3. Гузь В.И., Липатов В.П., Марков В.И., Волошин А. П. Остапенко Д.А. Оптимизация процесса настройки ФАР в режиме передача // 5-й Международный радиоэлектронный форум «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» МРФ-2014. Сборник научных трудов. Том. I. Конференция «Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии». Харьков: ИИРСТ'2014. – с.1-29 - 1-32.
4. Parini C., Gregson S., McCormick J., van Rensburg D. Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements / The Institution of Engineering and Technology, London, United Kingdom 2015. – pp. 784.
5. Гузь В.И., Марков В.И., Зайцев А.А., Филоненко А.Б. Технология проведения контроля технического состояния, настройки и калибровки АФАР // Радиоэлектроника. - 2012. -Т. 55, № 1. - С.41-47.

СОЗДАНИЕ ВЫСОКОПОЛИГОНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ПЕРСОНАЖА С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ AUTODESK И PIXOLOGIC

Кравец И.О., Рошинец А.В.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
вулиця Кирпичова, 2, Харків, Харківська область, 61002 (057) 707 6600

E-mail: Letsplay7355@gmail.com

This work is devoted to the creation, development and rendering of animation of a mobile 3D character with flexible limbs.

Throughout the work, the main tools and rules for creating high polygonal characters, building the right topology, which is necessary for animation, as well as other aspects of personal modeling for various purposes, were considered. They were introduced to the principles and approaches that will make your character vivid and memorable. On specific examples, the organization of the process of working on the character from the idea to the final model was adapted to adapt the knowledge to their own needs.

Оскільки мета проекту створення моделі персонажу для комп'ютерної гри, необхідно враховувати необхідність створювати високополігональну модель (цифровий скульптинг).

Виходячи з цього, вибрані програмні продукти повинні забезпечувати можливість комфортної роботи з необхідною кількістю полігонів. Також програмні продукти повинні надавати можливість виконувати інші процеси необхідні для створення 3D моделі. Вони включають в себе:

- створення матеріалів;
- робота з текстурними картами;
- створення і налаштування джерела світла;
- можливість рендеру;
- рендеринг (візуалізація) — побудова проекції відповідно до обраної фізичної моделі.

Основні відомі програмні продукти які можуть виконувати ці задачі: Maya, 3dsMax, Blender.

Програмні продукти для цифрового скульптингу: Pixologic Zbrush, Autodesk Mudbox и 3D Coat.

Задачі, які необхідно виконати для створення повноцінної високополігональної 3D моделі:

- знаходження і вивчення ескізів;
- побудова низькополігонального каркасу;
- побудова високополігональної моделі з невеликою деталізацією;
- ретопологія;
- створення UV розгортки;
- побудова високополігональної моделі з високою деталізацією;
- накладення текстурних карт та матеріалів;
- рендер зображення.

Autodesk 3ds Max (раніше 3D Studio MAX) - повнофункціональна професійна програмна система для створення і редагування тривимірної графіки і анімації, розроблена компанією Autodesk. Містить найсучасніші засоби для художників і фахівців в області мультимедіа. Працює в операційних системах Windows і Windows NT (як в 32-бітових, так і в 64-бітних).

3ds Max у своєму розпорядженні великі засобами для створення різноманітних за формою і складності тривимірних комп'ютерних моделей, реальних чи фантастичних об'єктів навколишнього світу, з використанням різноманітних технік і механізмів.

V-Ray - Високоякісний фотореалістичний візуалізатор, спроектований в якості плагіна для 3ds Max. Популярний в російськомовному просторі зовнішній візуалізатор

компанії Chaos Group. Дуже часто використовується професіоналами, часто замінюючи стандартний Scanline і mental ray. Сумісний з більш старими версіями 3ds Max. Має власні матеріали, камери, джерела освітлення та атмосферні ефекти. Також в нього вбудована «система денного світла»: V-Ray Physical Camera, V-Ray Sky і V-Ray Sun (фізична камера, небо і сонце).

Оскільки моделювання високополігональної моделі буде проведено у програмному продукті Autodesk Mudbox, необхідно враховувати особливості цієї програми. На даному етапі, необхідно звернути увагу на відсутність можливості створювати моделі безпосередньо в програмі. В програмі доступний набір шаблонів, але їх перелік не задовольняє потреби для виконання даного проекту. Тому для початку моделювання необхідно створити низькополігональну модель, яка буде передавати основні риси об'єкту. Виконання цього етапу здійснювалось в програмному продукті Autodesk 3ds Max.

Autodesk Mudbox — професійна графічна програма, призначена для моделювання високополігональні (high poly) цифровий скульптури і текстурного фарбування 3D моделей. Також Mudbox використовується для створення карт нерівностей, карт нормалей, карт заміщення и др.

ZBrush — програма для 3D моделювання, створена компанією Pixologic. Відмінною особливістю даного ПЗ є імітація процесу «ліплення» тривимірної скульптури, посиленого движком тривимірного рендеринга в реальному часі, що істотно спрощує процедуру створення необхідного тривимірного об'єкту. Кожна точка (звана піксоль) містить інформацію не тільки про своїх координатах XY і значеннях кольору, але також і глибини Z, орієнтації і матеріалі. Це означає, що ви не тільки можете «ліпити» тривимірний об'єкт, але і «розфарбувати» його, малюючи штрихами з глибиною. Тобто вам не доведеться малювати тіні і відблиски, щоб вони виглядали натурально - ZBrush це зробить автоматично. Також швидко працює зі стандартними 3d об'єктами, використовуючи пензлі для модифікації геометрії матеріалів і текстур. Дозволяє домогтися інтерактивності при великій кількості полігонів. Використовуючи спеціальні методи, можна підняти деталізацію до десятків (а то й сотень) мільйонів полігонів. Також є безліч модулів (робота з текстурами, геометрією, безліч нових кистей, швидка інтеграція з професійними пакетами 2d графіки).

Після моделювання низькополігонального каркасу був отриманий необхідний первинний об'єм, над яким можливо провести деталізацію методом цифрового скульптингу за допомогою Autodesk Mudbox та ZBrush. Основний принцип – виконання деталізації, з поступовим збільшенням поліонажу методом «дроблення». Під час дроблення кожний полігон ділиться на чотири рівні між собою полігони, тим самим надає можливість проводити більш якісні та складні операції над об'ємом.

Ретопологія - це зміна топологічної сітки об'єкта, зі збереженням, за можливості, його форми. В даному проекті було використано програмний продукт Toropun. Можливості програми дозволяють вручну побудувати полігональну сітку прив'язуючись до раніш створеної високополігональної моделі передаючи її рельєф але зменшуючи кількість полігонів. Також під час побудови полігональної сітки з'явиться можливість виставити щільність полігонів у необхідних місцях (рухомі об'єкти, місця з необхідністю високої деталізації) та зменшити щільність в місцях, де в цьому не має потреби.

UV розгортка - відповідність між координатами на поверхні тривимірного об'єкту (X, Y, Z) и координатами на текстурі (U, V). Значення U и V зазвичай змінюються від 0 до 1. Створення UV розгортки в майбутньому дозволить виконати правильну розкладку текстурних координат. Важливо зазначити, що накладання текстур виконувалось в програмі Autodesk Mudbox функціонал якої дозволяє накладати текстури безпосередньо на тривимірну модель. Результатом є автоматичне замощування шву розрізу, що полегшує процес створення UV розгортки.

Матеріали це сукупність різних візуальних властивостей об'єкта, таких як колір, прозорість, фактура, властивості відображення і заломлення світла, і ін. Матеріали необхідні для надання більшої реалістичності об'єктами.

Текстура - растрове зображення, що накладається на поверхню полігону, з яких складаються 3D-моделі, для додання їй кольору, забарвлення або ілюзії рельєфу. Поняття «текстура» дозволяє відтворити малі об'єкти поверхні, створення яких полігонами виявилось б надмірно ресурсномістких. Наприклад, шрами на шкірі, складки на одязі, дрібні камін й інші предмети на поверхні стін і ґрунту. Накладання текстур та матеріалів проводились за допомогою Autodesk Mudbox.

При виконанні даного проекту були використані наступні текстурні карти:

- карта кольору - відповідає за колір всіх матеріалів і не містить інформацію про світло або тіні;
- карта displacement - створює фактичну геометрію, це дозволяє створювати високо деталізовані моделі при низькій полігональності;
- карта normal - відповідають за псевдо-висоту геометрії, фактично говорить про те, куди будуть дивитися нормалі геометрії;
- карта specular - повідомляє 3D-редактору, наскільки сильним повинен бути відблиск у тієї чи іншої ділянки геометрії.

ОБНАРУЖЕНИЕ БПЛА НА ФОНЕ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ И ПОМЕХ

Карташов В.М., Корытцев И.В., Зубков О.В., Анохин М.А.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр.Науки, каф. медиаинженерии
и информационных радиоэлектронных систем, тел. (057)702-15-78
E-mail: volodymyr.kartashov@nure.ua; факс (057)702-11-13

The report considers the procedure of detecting drones due to a signal processing in a passive sodar. This procedure is based on spectral estimations of an acoustic noise radiated by drones. Recognition signs of a drone's sound image are formed by the orthogonal transformation of sound noise signal energy spectrums, and a decision rule provides the operative detection of drones on acoustically noisy background.

Введение

Методы обработки звуковых сигналов, описанные в литературе, в основном, направлены на распознавание звуковых команд в системах управления, что позволяет максимально упростить работу с системой, ускорить и облегчить доступ к данным в информационных базах. Примером использования могут служить такие разработки, как: "VoiceCom SDK", система "Voice Navigator" или система управления бытовым оборудованием "Труффальдино". Такие системы не только вносят комфорт и разнообразие в нашу жизнь, но и облегчают жизнь людей с ограниченными возможностями движения. Эти методы базируются на оценках параметров речевых звуков, используют линейное предсказывающее кодирование (LPC), мел-частотные коэффициенты кепстров (MFCC), перцептуальное линейное предсказание (PLP), но мало пригодны для обнаружения малых летательных аппаратов по их акустическим шумам.

Задача раннего оперативного обнаружения дронов является очень актуальной, поскольку ее решение позволит противостоять многим несанкционированным действиям при их использовании. Пассивные содары обладают небольшим радиусом действия, поэтому процесс обработки сигналов должен укладываться в минимальный промежуток времени, а также система обработки должна распознавать дроны на фоне акустических шумов и помех.

При распознавания объектов наиболее важной и проблемной задачей является выделение признаков. Тяжело добиться надежной работы алгоритма системы распознавания при отсутствии необходимого количества корректных признаков, достаточного для классификации объектов и их распознавания. Выбор признаков влияет на процесс построения алгоритма распознавания, а также на производительность всей системы и качество распознавания.

Основная часть.

1 Построение первичных признаков звукового образа дрона

Принимаемые пассивным содаром звуковые колебания дрона преобразуются в электрический сигнал, представляющий собой реализацию широкополосного случайного процесса, описание которой может быть дано энергетическим спектром. Поэтому информационными признаками звукового образа дрона могут служить оценки спектральных коэффициентов, определяемые по дискретной реализации s , содержащей N отсчетов, согласно следующему выражению [1]

$$\hat{G}_s(n\Delta f) = \frac{2\Delta t}{N} \left| \sum_{i=0}^{N-1} S(i\Delta t) \exp\{-j2\pi in/N\} \right|^2 \quad (1)$$
$$\Delta f = \frac{1}{N\Delta t}; \quad n = 0, 1, 2, \dots, \frac{N}{2}.$$

где $S(i\Delta t)$ - отсчеты шумовой реализации;

Сглаживание полученного ансамбля спектральных коэффициентов прямоугольной весовой функцией обеспечивает состоятельность оценок и физически дает характерную структуру спектра, содержащую явно выраженные гармонические составляющие – шум

пропеллера (пропеллеров), а также в середине интервала звуковых частот плавно нарастающую и спадающую шумовую составляющую – шум всего летательного аппарата. Эта структура отличает звуковой образ одного дрона от другого и от звуковых образов других объектов, естественного акустического шума и помех.

Ортогонализация спектров [2] позволяет выбрать во вторичном пространстве более информативные признаки при меньшем их количестве для описания звукового образа, что повысит оперативность системы.

2 Формирование вторичных информативных признаков

Обычно спектральному анализу подвергаются выборки звукового сигнала, в которых количество отсчетов определяется степенью числа два. Соответственно определится и набор спектральных коэффициентов, который можно записать для выборки в виде вектора

$$\vec{F} = (F_1, F_2, \dots, F_k, \dots, F_n)^T \quad (1),$$

где T – символ транспонирования, F_k соответствует k -му сглаженному спектральному коэффициенту (1); n – размерность вектора.

Выборочная матрица F спектральных коэффициентов будет выглядеть следующим образом для каждого звукового образа

$$F = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1m} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ F_{n1} & F_{n2} & \dots & F_{nm} \end{pmatrix} \quad (2)$$

где m – число отдельно наблюдаемых спектральных векторов.

Переход ко вторичным информационным признакам осуществляется путем построения ковариационной матрицы спектральных коэффициентов и ее диагонализации. Так, ковариационная матрица получается в виде осредненного произведения матрицы (2) и ее транспонированной

$$K = \frac{1}{m} FF^T,$$

при этом предполагается, что среднее значение каждой составляющей уже исключено.

Используя ортогональную матрицу U , столбцы которой являются собственными векторами матрицы K , получаем диагонализацию ковариационной матрицы [3]

$$U^T K U = \begin{pmatrix} \lambda_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \lambda_2 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \lambda_n \end{pmatrix} \quad (3)$$

На главной диагонали матрицы находятся собственные числа, а все остальные элементы равны нулю. Собственные числа матрицы (3) и собственные векторы матрицы K могут быть использованы в качестве эффективных вторичных информативных признаков при распознавании звуковых образов.

3 Правило принятия решений

Для принятия решений о принадлежности входного звукового образа, представляющего собой вектор собственных чисел было разработано решающее правило,

базирующееся на критерии подобия Дайса [4]. Векторное представление информационных признаков позволяет рассчитать коэффициенты подобия Дайса. При этом некоторая избыточность набора признаков, используемого для расчета значения коэффициента подобия, позволяет более эффективно классифицировать образы, поскольку использование малого количества признаков приводит к неправильному определению подобия пары образов. Для расчета коэффициента подобия Дайса (D) используется формула [5]

$$D(A,B) = \frac{2 \times \sum_{i=1}^n a_i b_i}{\sum_{i=1}^n a_i^2 + \sum_{i=1}^n b_i^2}, \quad (4)$$

где a – количество совпавших признаков; b – количество признаков первого образа, отсутствующих во втором; A, B – векторы собственных чисел, соответственно, для входного звукового образа и образа из коллекции.

Диапазон принимаемых значений ограничивается пределом $[0,1]$, а значение, полученное в результате расчетов, определяет количество различных признаков из совокупности элементов наборов сравниваемых образов. После проведенных расчетов набор признаков, поступивший на вход системы, соответствует некоторому классу, если значение подобия больше определенной пороговой величины. Улучшение качества распознавания при использовании коэффициентов подобия обеспечивается получением больших значений подобия для наиболее соответствующих образов, поскольку в расчете не учитываются малозначимые элементы набора признаков.

Выводы

Проведенные теоретические исследования позволяют разработать модуль формирования коллекции звуковых образов дронов и модуль, реализующий правило принятия решений. Полученные данные могут быть использованы и в других системах, требующих оперативного распознавания объектов.

Литература:

1. Грибанов Ю.И., Мальков В.Л. Спектральный анализ случайных процессов. – М.: Энергия, 1974. -239 с.
2. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля. Харьков: Коллегиум, 2007. 430с.
3. Беллман Р. Э. Введение в теорию матриц. - М.: Наука, 1969. - 368с.
4. *Sung-Huuk C.* Comprehensive Survey on Distance/Similarity Measures between Probability Density Functions // *International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Science*, Volume 1, Issue 4, 2007, pp. 300-307.
5. *Van Deemter K., Gatt A.* Beyond DICE: Measuring The Quality of a Referring Expression // *Proceeding of the Workshop on Production of Referring Expressions: bridging Computational and Psycholinguistic Approaches (preCogSci-09)*, 2009.

МОБИЛЬНАЯ РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН МР-18

Лаврентев В.Н, Гармаш Е.Н.

Казенное предприятие «Научно-производственный комплекс «Искра»

69071, Запорожье, ул. Магистральная, 84, тел. (061) 271-24-33

e-mail: onti@iskra.zp.ua

The given work is devoted to the highly mobile air surveillance VHF band radars, the mobile air surveillance radars with coordinate and track outputs, operating off-line or as a part of regional and national automatic control posts (ACP) are designed to be used:

- As a part of radio technical air defense units for air traffic control;
- As a part of antiaircraft missile troops to issue targeting to antiaircraft missile complexes;
- As a part of radio technical air force units for aviation training support.

The radar systems provide:

- Detection, tracking and measurement of the azimuth, range, radial and ground speed of air targets, including executed by the "stealth" technology, under conditions of no clutter/jamming and under conditions of natural or deliberate clutter/jamming as well as under their combined effect;
- Indication of bearings at jammers;
- Data issuing to off-line display facilities and interaction with command posts of regional and national ACP.

Назначение РЛС

Мобильная РЛС метрового диапазона волн с активной цифровой антенной фазированной решеткой в твердотельном исполнении - МР-18 предназначена для дальнего обнаружения воздушных объектов, включая малозаметные, выполненные по технологии "Stealth", и измерения их координат.

Современная РЛС МР-18 сочетает в себе достоинства, связанные с использованием метрового диапазона длин волн, с высокой мобильностью, обладает повышенной помехозащищенностью от активных, пассивных, синхронных и несинхронных импульсных помех, решает задачи обнаружения и сопровождения целей в автоматическом режиме.

РЛС может работать автономно или в составе национальных автоматизированных систем управления (АСУ):

- в составе радиотехнических войск Воздушных Сил для контроля воздушного пространства, как дежурное средство;
- в составе зенитно-ракетных войск для обеспечения информацией дежурных огневых средств;
- в составе радиотехнических подразделений военно-воздушных сил для обеспечения боевой подготовки авиации.

Учитывая высокую мобильность РЛС МР-1, она может эффективно использоваться в составе Сухопутных войск, как средство целеуказания, а также для наращивания и восстановления радиолокационного поля группировки в ходе ведения боевых действий.

В РЛС МР-18 реализованы функции, обеспечивающие высокую эффективность ее применения в условиях боевой обстановки. Такими функциями являются:

- использование высокостабильной распределенной твердотельной передающей системы, обеспечивающей истинную когерентность РЛС и ее высокую надежность;
- использование распределенной цифровой приемной системы, обеспечивающей большой динамический диапазон локатора;
- возможность управления диаграммой направленности на прием и передачу в вертикальной плоскости;
- использование сложного зондирующего сигнала в виде когерентной последовательности фазоманипулированных радиоимпульсов, обеспечивающего скрытность и помехоустойчивость РЛС;
- цифровая обработка отраженных сигналов на промежуточной частоте, включая

согласованную фильтрацию;

- высокоэффективная система СДЦ на основе доплеровских фильтров с низким уровнем боковых лепестков;

- автоматическое обнаружение целей;

- автоматический съем координат обнаруженных целей;

- автоматическая завязка трасс и автоматическое сопровождение обнаруженных целей;

- межобзорная обработка выходных сигналов устройства когерентного накопления для решения задачи обнаружения малоподвижных целей;

- автоматическое документирование информации о целях и режимах работы РЛС для обеспечения воспроизведения и анализа результатов боевых действий;

- автоматизированный функциональный контроль, обеспечивающий непрерывный анализ исправности аппаратуры РЛС и идентификацию неисправных устройств;

- использование цифровой аппаратуры приема и передачи данных на устройства потребителей по проводной линии связи или радиоканалу;

- обеспечение ввода цифровой карты местности;

- применение спутниковой навигационной системы для быстрого определения местоположения РЛС и быстрого ориентирования;

- автоматизированный процесс горизонтирования РЛС и свертывания-развертывания крупногабаритной антенной системы.

В РЛС МР-18 реализован комплекс технических и программных мер по защите станции от следующих активных помех:

- несинхронных и хаотических импульсных помех;

- ответных импульсных помех;

- активных шумовых помех.

Защита от помех осуществляется за счет:

- введения в состав РЛС автокомпенсатора активных шумовых помех;

- введения в состав РЛС устройства когерентного накопления отраженного сигнала;

- введения в состав РЛС автоматического обнаружителя с адаптивным порогом обнаружения.

- радикального повышения скрытности РЛС в результате использования сложного зондирующего сигнала и уменьшения импульсной мощности зондирующего сигнала.

Вся аппаратура РЛС размещается на шасси автомобиля КраЗ, а в кабине КраЗа располагается рабочее место оператора.

Основным вариантом исполнения РЛС МР-18 является вариант размещения РЛС на двух транспортных единицах типа КраЗ-6435Н6 (Н23.2R). Он предназначен для использования РЛС МР-18 в составе радиотехнических подразделений.

В состав основного варианта РЛС МР-18 входит автомобиль КраЗ-6435Н6, на котором расположены:

- антенно-поворотное устройство;

- аппаратура РЛС;

- дизель-электрогенератор 380 V×50 Hz;

и автомобиль КраЗ-6435Н6, в кузове-фургоне которого размещаются выносные рабочие места, а на его шасси - резервный дизель-генератор.

В качестве опции поставляется вариант исполнения РЛС МР-18 (МР-18св) на одной транспортной единице. В этом варианте вся аппаратура РЛС (включая основной и резервный дизель-генератор) размещается на шасси автомобиля КраЗ, а в кабине КраЗа располагается рабочее место оператора. Этот вариант исполнения РЛС МР-18 (МР-18св) обладает максимальной мобильностью и предназначается для работы в составе Сухопутных войск и для наращивания и восстановления радиолокационного поля группировки в ходе проведения операции.

Особенности построения основных систем РЛС МР-18

Антенная система

Антенная система РЛС МР-18 построена по схеме активной приемо-передающей фазированной антенной решетки (АФАР). Каждый из каналов антенной системы представляет собой линейную АФАР, образующую приемо-передающую строку.

Формирование объемной диаграммы направленности на передачу АФАР в дальней зоне обеспечивается векторным сложением зондирующих сигналов от 52 антенных излучателей.

Управление положением объемной диаграммы направленности на передачу в вертикальной плоскости обеспечивается изменением разности фаз между зондирующими сигналами, излучаемыми строками антенной системы, с помощью дискретных 6-bit фазовращателей, встроенных в предварительные усилительные модули каждого из каналов распределенной передающей системы.

Формирование парциальных объемных диаграмм направленности на прием и изменение их положения в вертикальной плоскости обеспечивается с помощью распределенной цифровой приемной системы и цифровой диаграммообразующей системы, которая векторно суммирует диаграммы направленности на прием всех приемных строк АФАР.

При этом варианте построения антенно-фидерной системы диаграмма направленности основного канала антенной системы в азимутальной плоскости имеет вид, показанный на рисунке 1.

Передающая система

Распределенная передающая система осуществляет многоканальное когерентное усиление до необходимой выходной мощности радиоимпульсных сигналов, формируемых задающей системой.

Распределенная передающая система состоит из 4-х отдельных каналов. Каждый канал содержит в своем составе предварительный и оконечный твердотельные усилители мощности. В состав предварительного усилителя мощности входит дискретный 6-bit фазовращатель, предназначенный для выравнивания фазовых характеристик приемных каналов и для управления положением диаграммы направленности на передачу в вертикальной плоскости.

Суммирование мощности отдельных каналов передающей системы осуществляется в пространстве, что существенно уменьшает потери.

Приемная система

Распределенная приемная система РЛС МР-18 увеличивает динамический диапазон локатора, что, в свою очередь, улучшает обнаружение целей на фоне отражений от мощных преднамеренных и непреднамеренных пассивных помех.

В каждом приемном модуле распределенной приемной системы производится оцифровка принятого сигнала на промежуточной частоте с формированием амплитудно-частотной характеристики приемного тракта с помощью цифровых фильтров, обеспечивающих высокую идентичность характеристик приемных модулей и их фазовую стабильность.

Распределенная приемная система совместно с цифровой диаграммообразующей системой позволяет формировать идентичные парциальные диаграммы направленности на прием и оперативно изменять их положение в вертикальной плоскости.

В состав приемной системы кроме приемных модулей основного канала также входят два приемных модуля для приема сигналов двух дополнительных каналов, предназначенных для подавления отражений и компенсации активных помех, принятых по боковым лепесткам и заднему фону диаграммы направленности антенны.



Рисунок 1 Диаграмма направленности антенной системы в азимутальной плоскости

Система цифровой обработки

Система цифровой обработки сигналов РЛС МР-18 построена на цифровых сигнальных процессорах и программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС).

Система цифровой обработки РЛС МР-18 осуществляет:

- аналого-цифровое преобразование принятого сигнала на промежуточной частоте с формированием амплитудно-частотной характеристики приемного тракта с помощью цифровых фильтров, обеспечивающих высокую идентичность характеристик каналов и их фазовую стабильность;
- внутрипериодную обработку сигналов (сжатие, подавление несинхронных импульсных помех, стабилизацию уровня ложных тревог);
- межпериодную обработку (селекцию движущихся целей, с адаптацией к параметрам мешающих отражений на основе алгоритмов доплеровской фильтрации);
- формирование пакетов и вычисление координат воздушных объектов;
- формирование пеленгов на постановщики активных помех,
- формирование карт пассивных помех;
- траекторную обработку и отождествление информации РЛС с данными сопрягаемых запросчиков, высотометров или локаторов других диапазонов волн;
- прием и передачу данных на устройства потребителей по проводной линии связи или радиоканалу.

РЛС МР-18 оснащена системой кондиционирования воздуха, автоматической системой пожарной сигнализации и пожаротушения, другими сервисными устройствами. Имеется одиночный ЗИП-0 в составе каждой РЛС, предусмотрен ЗИП групповой.

ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОЛИГОН ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ, УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ

Карташов В.М., Левский Н.А., Лепеха Н.Г., Сергиенко О.Ю.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки 14, каф. медиаинженерии и информационных
радиоэлектронных систем, тел. (057) 702-15-87,
E-mail: mykola.lepeha@nure.ua; факс. (057) 702-11-13

The given work is devoted to application of ultrasonic waves propagating in water for a physical modeling of radio-location systems. The physical parameters and natural constrains of such model are defined. This simulation permits the tasting of complex radio-location situations on scaled model.

Введение. Радиолокационные средства и системы представляют собой сложные и дорогостоящие аппаратурные комплексы. Поэтому при их проектировании часто требуется экспериментальное подтверждение аналитических исследований в условиях, когда вопросы технической реализации аппаратуры ещё не достаточно разработаны. Кроме того, иногда требуется оценить эффективность тех или иных узлов в уже созданной аппаратуре. Все эти вопросы трудно поддаются математическому описанию и анализу, но могут достаточно успешно решаться методом физического моделирования.

Проведение физического моделирования на начальных этапах разработки радиолокационных средств позволяет не только уменьшить дополнительные затраты, но и создаёт возможность для сокрытия от противника замысла проекта. Значительные возможности для физического моделирования методов, разнообразных процессов, устройств и систем радиолокации обеспечивает использование гидроакустического моделирования.

Гидроакустическое моделирование, в частности, может применяться при исследовании принципов построения и оценки реализуемости новых радиолокационных систем и радиолокационной аппаратуры на этапе НИР, при исследовании методов и устройств защиты от помех. Данный метод моделирования позволяет создавать в лабораторных условиях компактные испытательные стенды и полигоны, тренажерные и имитационные комплексы и т.п.

Основная часть. В процессе гидроакустического моделирования процессов, имеющих место в радиолокации, необходимо учитывать ряд физических эффектов, которые накладывают некоторые ограничения и создают определённые трудности в работе. Рассмотрим некоторые из них.

Протяженность зоны формирования акустического поля в направлении, перпендикулярном излучению, определяется соотношением

$$R_{\theta} \approx \frac{2l^2}{\lambda} \approx \frac{2\lambda}{\theta^2}, \quad (1)$$

где l - линейный размер излучателя;
 λ - длина акустической волны;
 θ - ширина диаграммы направленности (ДН).

Как следует из (1), увеличение линейных размеров излучателя приводит к увеличению зоны формирования акустического поля, что в ряде случаев требует увеличения габаритов моделирующей установки.

При моделировании широкополосных систем возникает необходимость учета амплитудных искажений спектров используемых сигналов. Разность затухания крайних частот диапазона Δf на 1 км моделируемой трассы определяется как

$$\Delta\beta \approx 4,4 \cdot 10^{-16} \cdot f_{cp} \cdot \Delta f \text{ дБ}, \quad (2)$$

где f_{cp} - средняя частота спектра сигнала.

При расчете энергетического потенциала моделей активных РЛС необходимо знание коэффициентов отражения от соответствующих целей. Как известно, электромагнитные волны практически полностью отражаются от металлических тел. Однако создать такие условия для акустических колебаний затруднительно из-за практического отсутствия веществ, в которых не распространяются упругие колебания. Коэффициент отражения звуковых волн на границе раздела двух сред зависит от соотношения плотностей сред и угла падения. Интенсивность отраженной акустической волны при перпендикулярном падении определяется соотношением

$$P = P_0 \cdot \left(\frac{\rho_1 \cdot V_1 - \rho_2 \cdot V_2}{\rho_1 \cdot V_1 + \rho_2 \cdot V_2} \right)^2, \quad (3)$$

где P - интенсивность отраженной волны;
 P_0 - интенсивность падающей волны;
 ρ_1, ρ_2 - плотности сред;
 V_1, V_2 - скорости распространения звука в средах.

Так, например, при падении звуковой волны на металлическую пластину, находящуюся в воде, отражается только 70% энергии. В то же время, на границе раздела вода-воздух отражается практически вся падающая электромагнитная энергия. Поэтому при имитации процесса отражения радиоволн металлическими телами целесообразно, использовать модели, выполненные из тонких металлических оболочек, заполненных воздухом.

С учётом этих и других особенностей при использовании компактных гидроакустических имитационных установок можно моделировать в лабораторных условиях сложные помеховые ситуации и исследовать качество работы штатных и проектируемых радиотехнических средств.

Гидроакустический полигон, разработанный на кафедре медиаинженерии и информационных радиоэлектронных систем (МИРЭС) - это комплекс радио, электронной и акустической аппаратуры, предназначенной для исследования методов радиолокации, принципов построения радиолокационных систем, а также проверки отдельных узлов реальной аппаратуры. Основу полигона составляет камера с водой шириной 0,3 м и длиной 1 м. Применяемые ультразвуковые излучатели представляют собой пьезокерамические пластинки из титаната бария, закреплённые в специально сконструированном держателе. Используются излучатели, в которых излучающая поверхность соприкасается непосредственно с жидкостью, а также излучатели, которые находятся на внешней стороне камеры с водой. Излучатели закреплены на подвижной каретке, управляемой программой компьютера, входящего в состав полигона. Каретка позволяет перемещать излучатель по заданной в трёх координатах траектории, или же пошагово по любой из координат. Выбор режима работы, скорости перемещения и других параметров работы устройства задаётся с помощью интерфейса разработанной программы. Внешний вид гидроакустического полигона изображен на рис. 1.

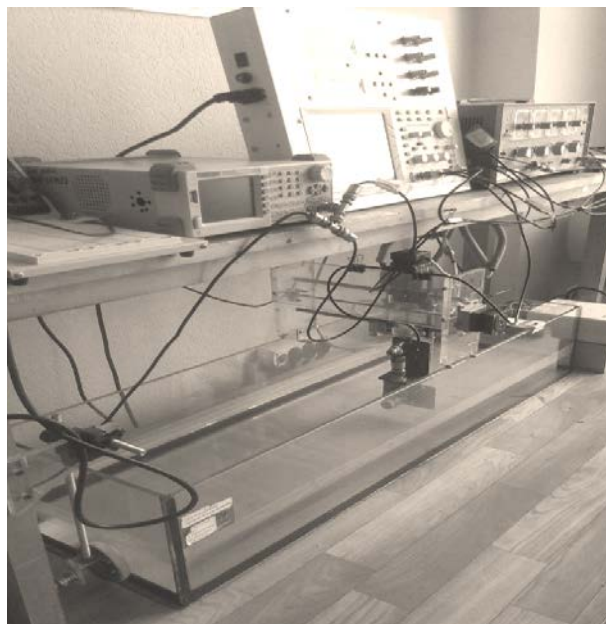


Рис. 1. Внешний вид гидроакустического полигона

Диапазон частот, обычно используемый при излучении ультразвуковых колебаний в воду, составляет 500 кГц - 1,82 МГц, что соответствует длинам волн λ - 0,8 мм.

С использованием разработанного гидроакустического полигона кафедры МИРЭС проводится ряд лабораторных работ по различным учебным курсам кафедры, в которых определяются и исследуются:

- длина волны излучаемых акустических колебаний;
- масштабный коэффициент, определяющий соотношение масштабов ультразвуковой волны в воде и электромагнитной волне в воздухе.
- ширина диаграммы направленности ультразвукового излучателя.
- полоса частот излучения
- частота Доплера при движении каретки с излучателем, возможности излучения, распространения и приёма сложных ФКМ и ЧМ сигналов.

Для имитации радиолокационной обстановки на индикаторе кругового обзора метеорологического радиолокатора МРЛ-2 на кафедре создан также малый гидроакустический полигон, ультразвуковой излучатель которого работает в режиме кругового вращения. Радиолокационная обстановка создается посредством помещения в воду различных предметов, отражающих ультразвук. Размеры полигона позволяют создавать имитированную радиолокационную обстановку на расстоянии до 200 км. Текущее угловое положение излучателя и созданная в результате моделирования воздушная обстановка через устройство сопряжения передаются на индикаторы станции МРЛ-2.

Внешний вид гидроакустического полигона для МРЛ-2 изображен на рис. 2.

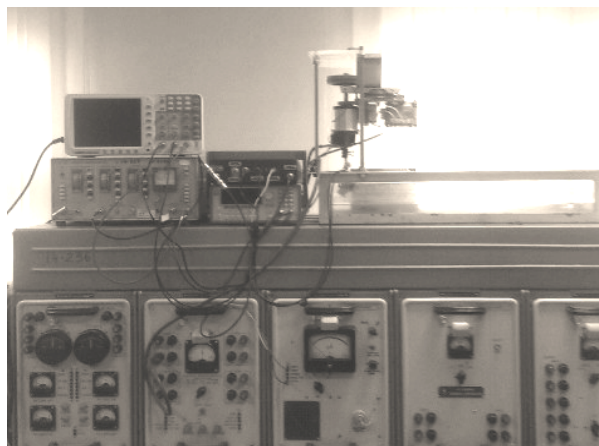


Рис 2. Внешний вид гидроакустического полигона для радиолокационной станции МРЛ-2

Выводы. Таким образом, метод гидроакустического моделирования обеспечивает значительные возможности для моделирования разнообразных физических явлений и процессов, наблюдаемых в радиолокации, и может быть использован при их исследовании. Применение специальных гидроакустических полигонов позволяет без выхода в эфир моделировать сложную радиолокационную обстановку, оценивать эффективность функционирования сложных радиолокационных комплексов в различных условиях, проверять работоспособность и оценивать параметры качества отдельных устройств реальной аппаратуры РЛС.

Литература:

1. Ультразвук и его применение в науке и технике / Бергман Л. – Москва, Изд. иностранной литературы, 1957. – 714 с.
2. Радіотехнічні системи / Карташов В.М., Ситнік О.В. Навч. Посібник. Х.: Сміт, 2009. - 448 с.

ДОСЛІДНИЙ ЗРАЗОК ЦИФРОВОЇ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ РАДІОЛОКАТОРІВ ВІД АКТИВНИХ ШУМОВИХ ЗАВАД

¹В.П. Рябуха, ¹Д.І. Леховицький, ¹А.В. Семеняка, ¹Є.А. Катюшин,
²В.І. Зарицький

¹Державне підприємство «НДІ радіолокаційних систем «Квант-радіолокація», Україна
03150, Київ, вул. Ділова, 5, тел. (057) 702-11-38
e-mail: rvp@kture.kharkov.ua

²Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна
61166, Харків, пр. Науки, 14, тел. (057) 702-17-35
e-mail: akad@kture.kharkov.ua

There is described an exploratory model of the system, based on the adaptive lattice filter made on the base of programmable logic integral circuit, for adaptive digital space processing of signals embedded in masking noise jamming. Results of pre-testing are given.

1. Короткий опис

Дослідний зразок цифрової адаптивної системи захисту радіолокаторів від маскувальних активних шумових завад (АШЗ) (рис. 1) виконаний на основі 15-входового 13-ступеневого паралельного адаптивного решітчастого фільтра (АРФ) (рис. 2) на базі логічної інтегральної схеми, що програмується (ПЛИС). Він може одночасно захистити три інформаційних канали (сумарний і два різницевих) від активних завад, створюваних постановниками, число яких лежить у межах від $n = 1$ до $n = 12$.

Це досягається одночасним формуванням набору з 3-х вагових векторів просторової (міжканальної) обробки, що залежать від використовуваної оцінки матриці, оберненої до кореляційної матриці активних завад на виходах $M > n$ допоміжних (компенсаційних) каналів приймання.

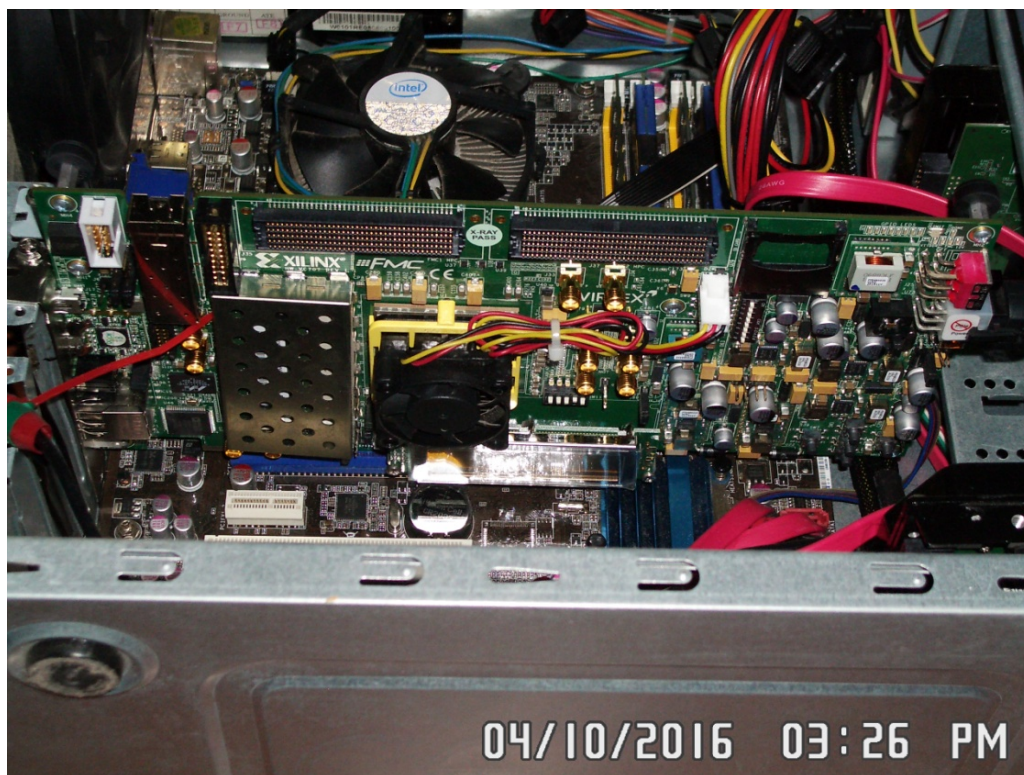


Рис. 1. Дослідний зразок

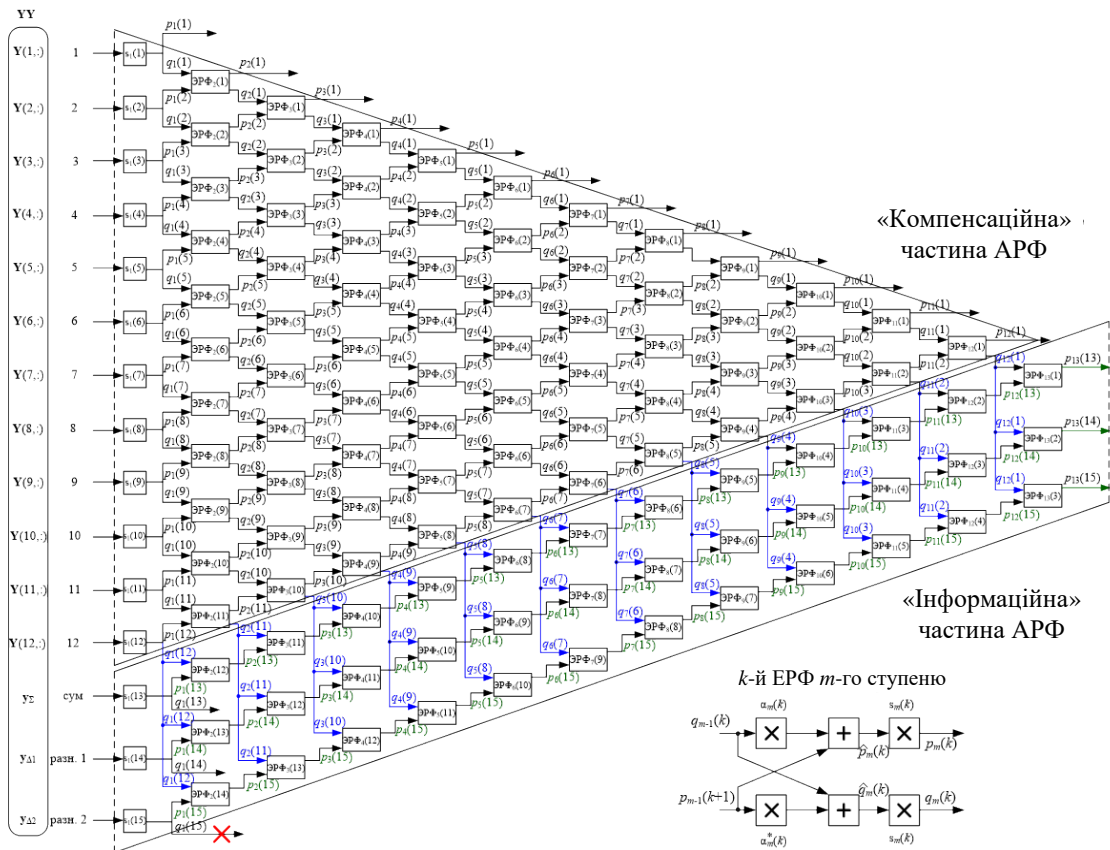


Рис. 2. Паралельний АРФ

2. Результати випробувань дослідного зразка

Ілюструються виглядом екрана ІКО РЛС 10-см діапазону до (а) і після (б) компенсації АШЗ від $n = 5$ (рис. 3) і $n = 10$ (рис. 4) зовнішніх джерел. Видно, що при виключеній системі захисту (а) виявити відмітки корисних сигналів практично неможливо, тоді як після її включення (б) вони впевнено виявляються.

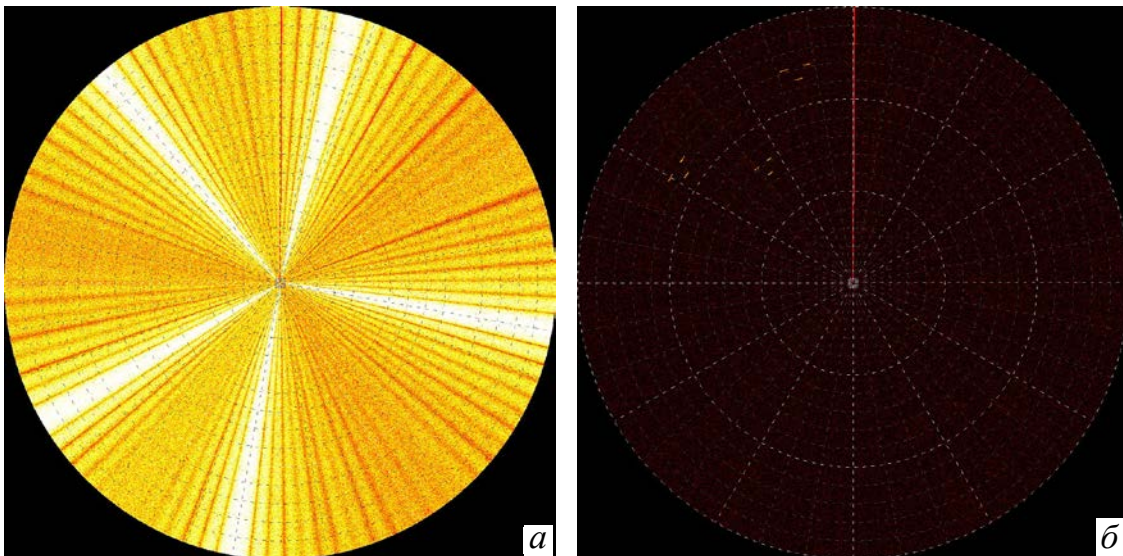


Рис. 3. Екран ІКО до (а) і після (б) компенсації АШЗ, $n = 5$

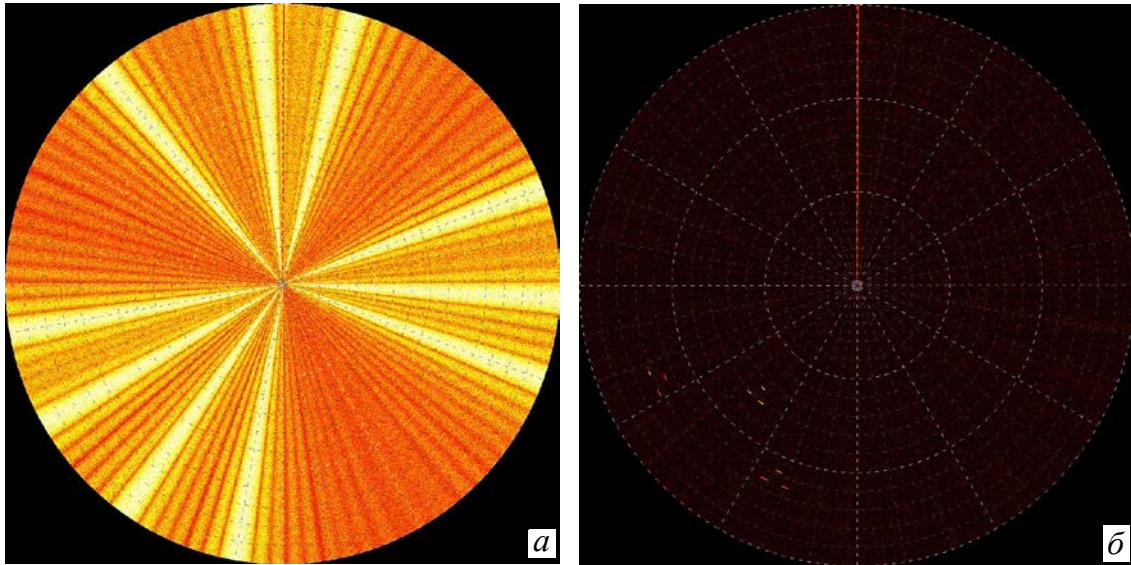


Рис. 4. Екран ІКО до (а) і після (б) компенсації АШЗ, $n = 10$

3. Переваги дослідного зразка в порівнянні з існуючими системами захисту радіолокаторів від АШЗ

Результати порівняльних випробувань реалізованого дослідного зразка цифрової адаптивної системи захисту від АШЗ на основі АРФ підтвердили істотний вигравш в ефективності в порівнянні зі штатними адаптивними системами захисту існуючих РЛС.

3.1. На рис. 5 показані результати порівняння дослідного зразка із класичним цифровим автокомпенсатором (ЦАК) з кореляційними зворотними зв'язками й градієнтним алгоритмом настроювання вагових коефіцієнтів [1]. Критерій порівняння – об'єм навчаючої вибірки завод K , при якому середні втрати

$$\bar{\chi}(K) = \frac{\bar{\mu}(K)}{\mu} \leq 1$$

у відношенні сигнал/(завада + шум) (ВСЗШ) $\bar{\mu}(K)$ розглянутої адаптивної системи в порівнянні з його максимальним значенням μ у гіпотетичних умовах повної апіорної визначеності, не перевершують 3 дБ.

На рис. 5 показане поведіння цього критерію для ЦАК (чорна крива) і АРФ (червона крива) в умовах АШЗ від 4-х джерел з відносної (стосовно рівня шуму) інтенсивністю 30 дБ у каналі, що захищається.

Видно, що в наведених умовах втрати, що не перевищують 3 дБ, у ЦАК забезпечуються при $K \approx 80$, тоді як в АРФ для цього досить $K \leq 8$ вибірок, тобто приблизно на порядок менше.

3.2. На рис. 6 показаний вигравш Δ у коефіцієнті придушення АШЗ, отриманий АРФ у порівнянні із ЦАК при обробці записів реальних АШЗ від $n = 3$ джерел у метровій РЛС кругового огляду. Видно, що залежно від азимута напрямку візування він становить від 3 до 15 дБ.

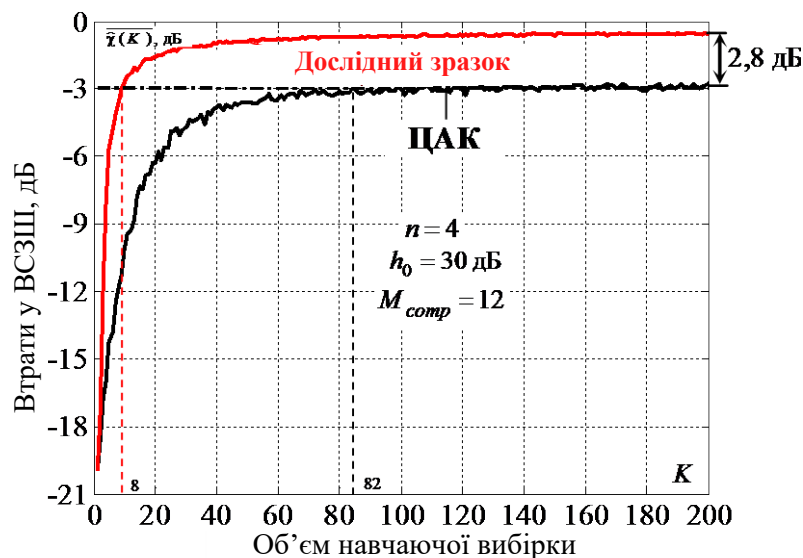


Рис. 5. Залежності втрат в ВСЗШ від об'єму навчальної вибірки

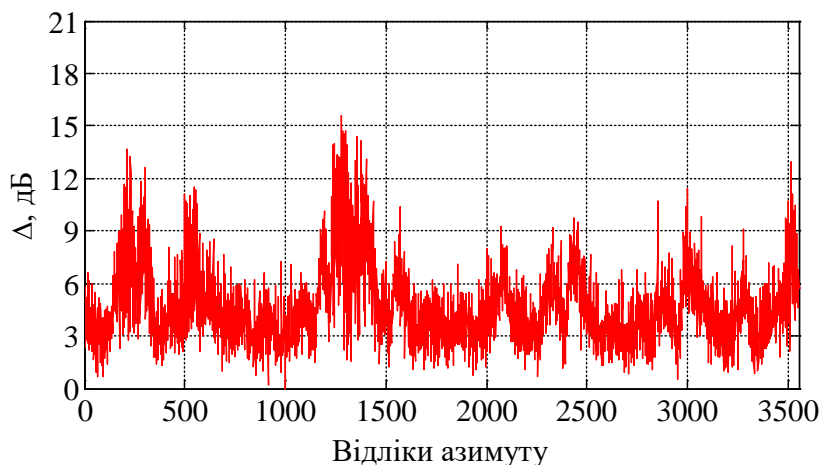


Рис. 6. Виграші в коефіцієнті придушення

4. Область застосування

Цифрова адаптивна система захисту від маскувальних активних шумових завад на основі реалізованого на сучасній елементній базі й експериментально перевіреного паралельного адаптивного решітчастого фільтра може успішно застосовуватися в радіолокаторах контролю повітряного простору. Це підвищить їх захищеність від активних завад і, тим самим, поліпшить інші тактико-технічні характеристики РЛС, зокрема, імовірність виявлення цілей, у тому числі безпілотних літальних апаратів (дронів, квадрокоптерів і т.п.).

Литература:

1. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: Справочник / Я.Д. Ширман, С.Т. Багдасарян, А.С. Маляренко, Д.И. Леховицкий, С.П. Лещенко, Ю.И. Лосев, А.И. Николаев, С.А. Горшков, С.В. Москвитин, В.М. Орленко / Под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника. – 2007. – 512 с.

ПРОПОЗИЦІЇ ЩОДО ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ ПОВІТРЯНИХ ОБ'ЄКТІВ ЗА РАХУНОК КОМПЛЕКСУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЕКІЛЬКОХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ

Худов Г.В., Ліщенко В.М.

Харківський національний університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба

61023, м. Харків, вул. Сумська 77/79, тел. (057) 700-22-97,

E-mail: lvnp04ta@gmail.com; тел. (096) 73-77-517

The using of the complexation of different bands radar stations in their cooperative work in the multiradar system for increasing the range of detection of low-signature and small-sized air objects due to information redundancy in the zone formed by intersection of beam patterns, which enables to get more value of the signal-to-noise ratio.

Вступ. Особливістю розвідувального забезпечення в умовах ведення сучасних гібридних війн є неможливість практичного застосування розвідувальної авіації та інших класичних систем та засобів розвідувального забезпечення [1]. З аналізу досвіду ведення антитерористичної операції (АТО) на сході України встановлено, що одним з важливих факторів для досягнення успіху у військових конфліктах такого роду є ефективне ведення радіолокаційної розвідки та радіолокаційне забезпечення протиповітряної оборони держави та дій угруповань військ (сил). Особлива увага має бути зосереджена на утриманні радіолокаційного поля з пониженими показниками висоти нижньої межі. Відомо, що у разі ускладнення обстановки існуюча система радіолокаційної розвідки потребує нарощування радіолокаційного поля. Особливу складність при веденні радіолокаційної розвідки представляє виявлення малорозмірних повітряних об'єктів типу безпілотних літальних апаратів (БПЛА), що діють на малих висотах.

Мета статті – проаналізувати можливість комплексування РЛС різних діапазонів для нарощування можливостей радіолокаційного угруповання (еквівалентної РЛС) для підвищення відношення сигнал/шум і, як наслідок, підвищення надійності та збільшення дальності виявлення малопомітних і малорозмірних повітряних об'єктів.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Головні тенденції розвитку сучасних систем РЛС – якісне підвищення інформативності та достовірності інтерпретації радіолокаційного відображення, скорочення часу огляду, дослідження і впровадження нових технологій. Збільшення інформативності при обробці первинної інформації можна досягати оптимальним вибором довжин хвиль, поляризації, попереднім збором і накопиченням інформації і комплексуванням [2,3].

Комплексування РЛС різного діапазону, адаптивно взаємодіючих в рамках єдиного управління та спільної обробки інформації, є новим напрямком розвитку радіолокаційної техніки, що дозволяє об'єднати переваги цих діапазонів: значні рубежі виявлення всіх типів повітряних цілей, в тому числі малорозмірних і малопомітних, властиві довгохвильовому діапазону, і високоточний супровід цілей з високим темпом оновлення інформації в короткохвильовому діапазоні [2,3].

Високі можливості виявлення повітряних цілей реалізуються в максимальному ступені при роботі мультирадарних систем (МРС) в складі багатодіапазонного радіолокаційного комплексу (РЛК), що складається з багатофункціональних РЛС різного діапазону хвиль (метрового і дециметрового або сантиметрового) з активними фазованими антенними решітками і двовимірним електронним скануванням. Особливістю таких РЛК є те, що радіолокаційні модулі, які входять до їх складу, працюють не незалежно, а адаптивно взаємодіють один з одним [2,4,5].

Розглянемо задачу підвищення відношення сигнал/шум в МРС. При викладенні основного матеріалу будемо опиратися на відомі роботи [2–5].

Основна частина. Постановка задачі та викладення матеріалів дослідження. Розглянемо МРС з комплексуванням РЛС різного діапазону. Така МРС при організації її синхронної роботи в часі і просторі дає змогу отримати більше відношення сигнал/шум

при когерентному накопиченні сигналу на оптимальній частоті для певного типу повітряних цілей [3–5].

В традиційних РЛС із суміщеним приймально-передавальним модулем огляд простору здійснюється послідовно в часі в кожному елементі огляду. В МРС ця задача ускладнюється організацією огляду простору таким чином, щоб забезпечити одночасне опромінення одного і того ж елементу простору рознесеними РЛС [3–5].

Визначальним фактором ефективності МРС є відношення сигнал/шум [5]. Відношення сигналу до шуму в МРС з рознесеними у просторі РЛС визначається за виразом (1):

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ef} = \frac{P_{cp} T_{ogl} \sigma_u A_{e0}}{\Psi_{ogl} 1,2 \kappa T N_0 4\pi R_0^4} \quad (1)$$

де $\left(\frac{S}{N}\right)_{ef}$ – відношення сигналу до шуму;

P_{cp} – середня потужність опромінення;

T_{ogl} – період огляду;

A_{e0} – ефективна площа антени;

Ψ_{ogl} – сектор огляду;

κ – постійна Больцмана;

T – абсолютна температура;

N_0 – коефіцієнт шуму приймача РЛС;

R_0 – дальність виявлення РЛС.

В МРС є можливість отримати перевагу в енергетичному відношенні через те, що там досяжний більший рівень $\left(\frac{S}{N}\right)_{ef}$ за рахунок збільшення A_{e0} .

Вираз для відношення сигналу до шуму в МРС представлений у вигляді:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{ef} = \left(\frac{S}{N}\right)_0 \frac{\sigma(\gamma)}{\sigma_u} \cdot \frac{R_0^4}{R_1^2 R_2^2} \cdot \frac{A_e(\sigma)}{A_{e0}} \cdot \frac{N_0}{N_p} \quad (2)$$

де $\left(\frac{S}{N}\right)_0$ – значення відношення сигнал/шум для еквівалентної РЛС, яка має параметри

A_{e0} , N_0 при виявлення цілі з ефективною площею розсіяння σ_u на відстані R_0 ;

$A_e(\sigma)$ – ефективна площа приймальної антени МРС в напрямку на ціль;

N_p – коефіцієнт шуму приймача МРС;

R_1 , R_2 – відстані від цілі до опромінювача та приймача;

$\sigma(\gamma) = \sigma_u$ – ЕПР цілі МРС при відповідному значенні кута γ [3,4].

Традиційна РЛС виконує сканування простору автоматично, а в МРС треба утримувати протягом усього часу сканування середину точки перетину діаграм спрямованостей РЛС на першому овалі Кассіні, в межах якого ведеться огляд і отримується найбільший обсяг інформації [3–5].

Найбільш важко забезпечити отриману ефективність огляду простору в зоні між областю, утвореною перетином діаграм спрямованостей антен та лінією бази b .

Можна визначити робочу зону МРС в залежності від типу цілі і геометричної конфігурації системи, та добитися необхідної форми зони виявлення варіюванням числа і положення позицій в її структурі.

Висновки і напрямки подальших досліджень. Запропоновано для підвищення

надійності та збільшення дальності виявлення БПЛА використовувати комплексування РЛС різних діапазонів хвиль в багатодіапазонній МРС, що дозволить отримати більш високі значення відношення сигнал/шум.

Напрямами подальших досліджень є оптимізація геометричної побудови МРС, імітаційне моделювання та проведення статистичних експериментів

Література:

1. Banasik M. How to understand the Hybrid War / M.Banasik // *Securitologia*, 2015. – № 1. – РР. 19–34.

2. Бомштейн А.Д. Использование новых технологий для повышения эффективности многодиапазонного радиолокационного комплекса в режиме сопровождения / А.Д. Бомштейн, О.С. Шашин // *Вестник СибГУТИ*. – СПб. 2015. – № 2. – С. 74–83.

3. Черняк В.С. О новом направлении в радиолокации / В.С. Черняк // *Прикладная радиоэлектроника*. – 2009. – №4 (том 8). – С. 477–489.

4. Аверьянов В.Я. Разнесенные радиолокационные станции и системы / В.Я. Аверьянов. – Мн.: Наука и техника, 1978. – 184 с.

5. Седишев Ю.М. Об'єднання РЛС метрового діапазону хвиль в багатопозиційні радіолокаційні системи / Ю.М.Седишев, А.С.Дудуш // *Наука і техніка Повітряних Сил*. – Х.: ХУПС, 2013. – № 3 (12). – С. 83–88.

ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ ДЛЯ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ЗАДАЧ

А. С. Глазунов¹, В. Г. Гутник², М. Ю. Логвинов¹, Ю. Ф. Логвинов³

¹Харьковский Национальный университет им. В.Н. Каразина 61077, Харьков, пл. Свободы 4.

²Институт радиоастрономии НАН Украины, 61000, Харьков. ул Искусств 4.

³Институт радиофизики и электроники А. Я. Усикова НАН Украины, 61085, Харьков, ул. Проскуры 12, E-mail: logvinov@ire.kharkov.ua

The relevance of modeling of sea waves is determined by the need to produce a model of sea-based radio performance at the design stage. One of the main parts of these models have the underlying surface. The paper presents a methodology for creating digital models of wind waves with respect to the modeling of propagation over the sea surface. The criteria of choice of the lower and upper boundaries of the spectrum of sea waves, the sampling frequency of the spectrum, the angle and pitch to create random sampling surface.

Введение. Работа морских радиотехнических и радиолокационных систем, в частности при малых углах скольжения, сопровождается сильным влиянием подстилающей поверхности, которая искажает распределение поля в апертуре приемной антенной системы, что приводит к снижению вероятности обнаружения целей и срыву их сопровождения [1]. Причем механизмы рассеяния радиоволн на морской поверхности отличаются для прямого распространения радиоволн и для обратного рассеяния [1, 2]. Однако в обоих механизмах рассеяния на подстилающей морской поверхности происходит на освещенных элементах морской поверхности. Таким образом, вне зависимости от конкретного механизма рассеяния радиоволны, ключевым моментом создания модели подстилающей морской поверхности является не только получение профиля волнения, но и нахождение для конкретной геометрии трассы освещенных элементов морского волнения.

Целью данной работы является представление обобщенной методики построения цифровой модели морского ветрового волнения применительно к радиофизическим задачам по определению характеристик электромагнитной волны при ее рассеянии на элементах морского волнения.

Основная часть. Рассмотрим параметры морского волнения, необходимые для последующего моделирования профиля случайной поверхности моря. Как известно из [3, 4], основной характеристикой морского волнения является двумерный спектр морского волнения

$$S(\omega, \theta) = S(\omega) \cdot Q(\omega, \theta), \quad (1)$$

где $S(\omega)$ - распределение энергии волнения по частотам или одномерный энергетический спектр; $Q(\omega, \theta)$ - функция углового распределения энергии; ω - циклическая частота, θ – азимутальный угол. При моделировании профиля морского волнения необходимо учитывать дисперсионное соотношение, которое с достаточной точностью для очень глубокой воды можно описать выражением

$$\omega = \sqrt{gR}, \quad R = \frac{2\pi}{\lambda}, \quad \omega = 2\pi F, \quad (2)$$

где ω - циклическая частота, g - ускорение свободного падения, R - волновое число, λ - длина морской волны, F - частота компоненты морского волнения. Частные случаи дисперсионных соотношений для различных условий можно найти в [4].

При описании спектра ветровых волн, как правило, оперируют спектром Пирсона-Московитца для полностью развитого волнения в предположении полного отсутствия в волновом поле зыби [4]

$$S(\omega) = 8,1 \cdot 10^{-3} g^2 \omega^{-5} \exp \left[-1,25 \left(\frac{\omega_m}{\omega} \right)^4 \right]. \quad (3)$$

Обозначим переменной ω_{\min} нижнюю частотную границу спектра ветрового волнения, ω_{\max} - верхнюю граничную частоту спектра морского волнения; символом ω_m (или $\omega(S_{\max})$) - частоту максимума спектра ветрового волнения.

Аппроксимация функции углового распределения энергии [4] дается выражением

$$Q(\omega, \theta) = \frac{0,5 \chi_0 \tilde{\omega}}{(\tilde{\omega} + 1)^2} \exp \left[\frac{-\chi_0 |\theta| \tilde{\omega}}{(\tilde{\omega} + 1)^2} \right] \tilde{\omega} = \frac{\omega}{\omega_m}, \quad (4)$$

$$1 - \exp \left[- \left(\frac{\pi \chi_0}{2} \right) \left(\frac{\tilde{\omega}}{(\tilde{\omega} + 1)^2} \right) \right]$$

где χ_0 - константа, которая уменьшается от 8 до 3 с уменьшением скорости ветра

Цифровое моделирование морской поверхности имеет свои особенности, во многом связанные с дискретным представлением основных характеристик морского волнения. Так, согласно [3], в линейном приближении и декартовой системе координат высоту морского волнения в заданной точке с координатами (x, y) в момент времени *time* можно представить в виде суммы большого числа гармонических колебаний с различными частотами, амплитудами и случайными фазами, равномерно распределенными от 0 до 2π

$$z(x, y, t) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N \sqrt{S_{i,j}} \Delta \omega \Delta \theta \cos \left[\omega_i \text{time} + \xi_{i,j} - R_i (x \cos(\theta_j) + y \sin(\theta_j)) \right], \quad (5)$$

где $S_{i,j}$ - дискретный отсчет двумерного спектра морского волнения; $\Delta \omega$ - ширина полосы частот между отсчетами спектра морского волнения; $\Delta \theta$ - интервал отсчета углов при дискретизации спектра морского волнения; $\xi_{i,j}$ - случайная величина имеющая смысл начальной фазы; равномерно распределенная на интервале от 0 до 2π ; ω_i - текущая частота; *time* - текущее время; R_i - текущее волновое число; θ_j - текущий угол, M, N - количество дискретных отсчетов по частоте и по углу соответственно

Важным вопросом при моделировании ветрового морского волнения является выбор нижней и верхней границ спектра морского волнения. Нижнюю границу можно выбирать исходя из критерия сохранения основной части энергии процесса (как правило, 90% и выше). Сложнее обстоит дело с выбором верхней частотной границы спектра ветрового волнения. Это связано с тем, что выбор верхней граничной частоты оказывается очень чувствительным к наблюдаемым значениям наклонов и, в особенности, радиусов кривизны элементов ветрового волнения, которые зачастую являются доминирующими при определении расчетных характеристик рассеянного поверхностью сигнала [2]. Так дисперсии высот, наклонов и кривизны участков морской поверхности можно определить из выражений:

$$\sigma_h^2 = \int_0^{\omega_{\max}} \int_{-\pi}^{\pi} S(\omega, \theta) d\omega d\theta, \quad \sigma_\gamma^2 = \int_0^{\omega_{\max}} \int_{-\pi}^{\pi} R^2(\omega) S(\omega, \theta) d\omega d\theta,$$

$$\sigma_K^2 = \frac{1}{\sigma_{\rho_\xi}^2} = \int_0^{\omega_{\max}} \int_{-\pi}^{\pi} R^4(\omega) S(\omega, \theta) d\omega d\theta, \quad (6)$$

где σ_h^2 , σ_γ^2 , σ_K^2 , $\sigma_{\rho_\xi}^2$ - дисперсии высот, наклонов, кривизны и радиусов кривизны морской поверхности. Анализ выражений (6) показывает, что вид функциональных зависимостей дисперсий наклонов и кривизны поверхности значительно изменяется в

зависимости от величины ω_{\max} , в то время как для функциональной зависимости дисперсии высот от величины ω_{\max} наблюдается «плато», т. е. дисперсия высот поверхности после некоторого значения ω_{\max} практически не меняется. Высокая чувствительность дисперсий наклонов и кривизны поверхности к выбору ω_{\max} может повлиять на характеристики рассеянного поверхностью поля. Поэтому при расчете переизлученного поля для выбора ω_{\max} необходимо использовать дополнительные критерии, учитывающие особенности распространения радиоволн.

Выбор ω_{\max} необходимо проводить с учетом волновых свойств электромагнитного поля. Для выбора максимальной частоты спектра морского волнения можно предложить критерий, суть которого состоит в следующем. Начиная с некоторой частоты спектра морского волнения, вклад высокочастотных составляющих спектра морского волнения в значение величины эффективной высоты морских волн становится сравнимым с длиной радиоволны и в силу волновых свойств электромагнитного поля не может приводить к затенениям поверхности. Сказанное иллюстрирует выражение

$$\sigma_h - \sigma_h(\omega_{\max}) = \Delta\sigma_h = \lambda = \left[\int_{R_{\max}}^{\infty} R S(R) dR \right]^{1/2}, \quad (7)$$

где σ_h - максимальное значение среднеквадратического отклонения высот морских волн, полученным при полном учете в спектре морского волнения всех компонент, $\sigma_h(\omega_{\max})$ - значение среднеквадратического отклонения высот морских волн, полученным при ограничении компонент в спектре морского волнения частотой ω_{\max} . $\Delta\sigma_h$ - величина прироста среднеквадратического отклонения высот морских волн за счет изменения значения волнового числа R_{\max} (соответствует по дисперсионному соотношению частоте ω_{\max}); λ - длина облучающей поверхность радиоволны; $S(R)$ - одномерный спектр морского волнения в представлении волновых чисел; R - волновое число. В этом случае составляющие спектра с волновыми числами $R > R_{\max}$ обеспечивают вклад в среднеквадратическое отклонение высот $\Delta\sigma_h \leq \lambda$. Такие неровности не создают затенений вследствие дифракционного огибания их радиоволнами и могут не учитываться при моделировании. Расчеты показали, что, например, для длины радиоволны 1 см, значение ω_{\max}/ω_m для поверхности моря при скорости ветра 6,14 м/с ($\sigma_h = 0,2$ м) составит 1,9; при скорости ветра 8,7 м/с ($\sigma_h = 0,4$ м) это значение составит 2,3; при скорости ветра 10,6 м/с ($\sigma_h = 0,6$ м) - 2,5.

Следующим важным параметром является выбор шага дискретизации спектра морского волнения по частоте $\Delta\omega$. Очевидно, что если взять его малым, то поверхность будет получена с большей точностью, но при этом неадекватно повысятся вычислительные затраты. Для достаточно точного представления в дискретном виде низкочастотной части спектра (от ω_{\min} до ω_m) обычно достаточно 10 отсчетов по частоте. При этом необходимо следить, чтобы на интервале от ω_{\min} до ω_{\max} было не менее 50 ... 100 отсчетов спектра для выполнения требований центральной предельной теоремы. Шаг дискретизации по углу $\Delta\theta$ функции углового распределения энергии морского волнения при моделировании выбирался $\Delta\theta \approx 30^\circ$, что, как показала практика, было достаточным для учета вклада угловых компонент морского волнения.

Важным шагом является выбор пространственного дискрета (шага) по осям X и Y . Величина такого шага зависит от выбора верхней граничной частоты спектра морского волнения. Наименьшая длина волны λ_{\min} , спектра морского волнения

$$A_{\min} = \frac{2\pi g}{\omega_{\max}^2}. \quad (8)$$

Тогда в соответствии с теоремой отсчетов

$$\Delta d \leq \frac{\Lambda_{\min}}{4}, \quad (9)$$

где Δd - шаг дискретизации по осям X и Y . Неравенство (9) позволяет учесть частоту самой высокочастотной компоненты спектра морского волнения. Но при создании модели поверхности важно не только учесть все частотные компоненты спектра, но и как можно точнее воспроизвести форму поверхности, что необходимо для правильного определения первой и второй производных по поверхности. В связи с этим неравенство (9) рекомендуется преобразовать к виду

$$\Delta d \leq \frac{\Lambda_{\min}}{10}. \quad (10)$$

При использовании цилиндрической системы координат необходимо выбирать шаг дискретизации по углу и по дальности. Используя преобразования координат шаг дискретизации по горизонтальной дальности $\Delta\rho$ должен удовлетворять неравенству $\Delta\rho \leq \Delta d$, а шаг изменения азимута $\Delta\varphi$ должен удовлетворять неравенству

$$\Delta\varphi \leq \arccos\left(1 - \frac{\Delta d^2}{2\rho^2}\right), \quad (11)$$

где в этом случае Δd определяется на максимальной дистанции, т.е. при максимальном значении ρ .

Существующие методы расчета [2] рассеянного поля требуют знания характеристик морской поверхности: величину локального наклона, значений полной (Гауссовой) и средней кривизны поверхности в элементе рассеяния поля

$$K = \frac{1}{\rho_1 \cdot \rho_2} = \frac{LN - M^2}{EG - F^2}, \quad H = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\rho_1} + \frac{1}{\rho_2} \right) = \frac{EN - 2FM + GL}{2(EG - F^2)}, \quad (12)$$

где K , H - полная и средняя кривизна поверхности; ρ_1 , ρ_2 - наибольший и наименьший радиусы кривизны поверхности в выбранном элементе рассеяния, E , F , G , L , M , N - коэффициенты первой и второй формы Гаусса, которые при задании поверхности в явном виде $z = f(x, y)$ равны

$$E = 1 + p^2, \quad F = p \cdot q, \quad G = 1 + q^2, \quad L = \frac{r}{\sqrt{1 + p^2 + q^2}}, \quad M = \frac{s}{\sqrt{1 + p^2 + q^2}}, \quad N = \frac{t}{\sqrt{1 + p^2 + q^2}}. \quad (13)$$

Коэффициенты p , q , r , s , t определяются как

$$p = \frac{df}{dx}, \quad q = \frac{df}{dy}, \quad r = \frac{d^2f}{dx^2}, \quad s = \frac{d^2f}{dx \cdot dy}, \quad t = \frac{d^2f}{dy^2}, \quad (14)$$

Выводы. В работе представлена методика создания цифрового профиля поверхности ветрового морского волнения применительно к радиофизическим задачам по расчету рассеянного электромагнитного поля морской поверхности. Предложена методика определения верхней и нижней граничных частот спектра ветрового морского волнения. Даны рекомендации по выбору параметров дискретизации цифровой модели поверхности применительно к декартовой и цилиндрической систем координат.

Литература. 1.Кулемин Г. П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами / Г. П. Кулемин, В. Б. Разказовский. – Киев: Наукова думка, 1987. – 230 с. 2.Басс Ф. Г. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности / Ф. Г. Басс, И. М. Фукс. - М.: Наука, 1972. - 424 с.3.Крылов Ю. М. Спектральные методы исследования и расчета ветровых волн / Ю. М. Крылов. – Л.: Гидрометеиздат, 1966. - 255 с. 4.Давидан И. Н. Ветровое волнение в Мировом океане / И. Н. Давидан, Л. И. Лопатин, В. А. Рожков. – Л.: Гидрометеиздат, 1985. - 256с.

ОЦЕНКА УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Мерзликин А.А., Цопа А.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
(61166, Харьков, пр. Науки, 14, кафедра Радиотехнологий информационно-коммуникационных систем, тел. +38(057)7021444)
e-mail: anatolii.merzlikin@nure.ua

In this report, conditions for the propagation of a millimeter wave signal are considered. Also here are the effects of various environmental factors and attenuation of the signal in it. Several solutions of the damping problem and solutions for correct operation in the millimeter range are provided. Millimeter range is very relevant for its application in 5G networks.

Миллиметровые волны – частотный диапазон радиоволн с длиной волны в свободном пространстве от 1 до 10мм, что соответствует радиочастотам от 30 до 300 ГГц. Миллиметровые волны позволяют передавать цифровые данные с очень высокой скоростью. В миллиметровом диапазоне она может достигать 10 Гб/с и более. Достоинством диапазона миллиметровых волн являются малые размеры антенн и большая абсолютная полоса частот. Но если их сравнивать с более низкочастотными диапазонами, радиоволны миллиметрового диапазона имеют сильное затухание при распространении в земной атмосфере.

В современном мире миллиметровым волнам находят все больше новых областей применения. В радиоастрономии миллиметровый диапазон используется для дистанционного зондирования земли. Международный союз электросвязи использует частоты 57 – 59,3 ГГц для мониторинга атмосферы для метеорологических приложений и для наблюдения за климатом. Локальный максимум ослабления приходится на частоту 60ГГц. Оборудование диапазона 60ГГц возможно использовать только на относительно небольших расстояниях (не более 1-1.5 км). Высокое кислородное поглощение на этих частотах с одной стороны является недостатком, значительно ограничивающим дальность связи. С другой стороны данный эффект обеспечивает высокую электромагнитную совместимость и возможность использования на одной территории большого количества РЭС с повторным использованием частот.

В наше время для увеличения протяженности линий связи представляют интерес «окна прозрачности» атмосфера на частотах 35, 94, 140, 220 ГГц, в которых наблюдается минимальное затухание по сравнению с соседними участками миллиметровых волн. На средних широтах при умеренной влажности и температуре воздуха в ясную погоду летом у земной поверхности полное ослабление не велико и при вертикальном распространении через атмосферу на частоте 94 ГГц не превышает 1,3 дБ. В окнах прозрачности атмосферы на приземных линиях связи миллиметровые волны наибольшее ослабление испытывают в осадках. Вызвано это двумя причинами: во-первых, тем, что характерные размеры капель того же порядка, что и длина волны излучения, из-за чего дифракционное рассеяние каплями носит резонансный характер; во-вторых, тем, что большие значения мнимой части комплексного показателя преломления воды, обуславливают высокий уровень поглощения энергии волны в объеме капли.

Влияние рассеивания миллиметровых волн в осадках на работу приземных линий связи может быть крайне неблагоприятным, так как оно приводит к ухудшению условий электромагнитной совместимости линий связи между собой и с другими радиоэлектронными системами, уменьшает скрытность передачи информации, создает электромагнитные помехи различным службам, нарушает экологию окружающей среды. Ожидаемые дальность и коэффициент доступности линии рассчитываются на основании типовых данных об интенсивности осадков для конкретного региона (карты/таблицы дождевых зон).

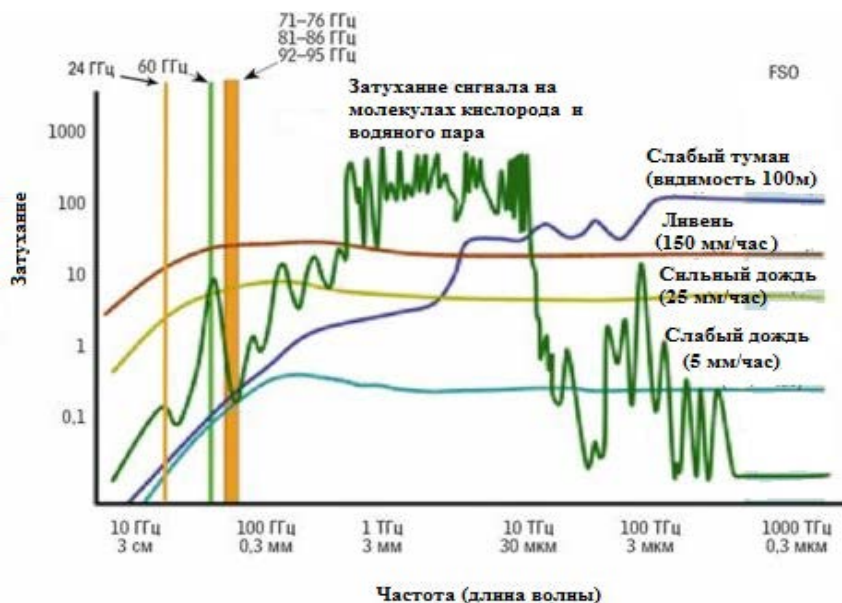


Рисунок 1. Затухание сигнала в окружающей среде

Использование оборудования миллиметрового диапазона возможно только на трассах с прямой оптической видимостью. В системах «точка-точка» используются остронаправленные антенны с высоким коэффициентом усиления, распространение радиоволн при этом подобно лазерному лучу. При планировании необходимо учитывать все возможные препятствия как на линии между антеннами приемопередатчиков, так и в первой зоне Френеля. Основными недостатками миллиметрового диапазона являются: зависимость от погодных условий, необходимость точной юстировки антенн.

Миллиметровый диапазон очень перспективен в развитии 5G-сетей, которые ныне очень активно разрабатываются большинством стран и Украина не исключение. Одной из перспективных технологий реализации 5G-сетей являются малые базовые станции. Малые базовые станции – это портативные аналоги нормальных базовых станций мобильной связи. В городской среде такие станции должны располагаться на удалении 250 метров друг от друга. Стоит учесть, что для покрытия в городе могут потребоваться тысячи таких станций, формирующих единую «релейную» сеть для передачи данных пользователю, находящемуся в любом месте. Антенны этих станций, работающих в миллиметровом диапазоне, будут иметь малые габаритные размеры, что позволит без труда размещать станции на стенах зданий и на элементах конструкций других сооружений.

Так же к преимуществам малых базовых станций можно отнести более эффективное использование выделенного радиочастотного спектра. Из-за небольшой области покрытия каждой станции одна и та же частота может быть использована для обслуживания разных клиентов двумя расположенными неподалеку базовыми станциями.

Литература:

1. Millimeter wave technology in wireless PAN, LAN, and MAN/ Под ред. Xiao, Shao-Qiu et al. – CRC Press, 2008.
2. Шахнович И. Персональные беспроводные сети стандартов IEEE 802.15.3 и 802.15.4 – ЭЛЕКТРОНИКА: НТБ, 2004, № 6, С.32-36.

ФЛУКТУАЦИИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

Могила А.А., Хлопов Г.И.

Институт радиоп физики и электроники НАН Украины

61085, Харьков, ул. Ак. Проскуры 12, отдел Физических основ радиолокации

E-mail: moganat10@gmail.com; тел. (057) 720-35-74; факс: (057) 315-21-05

In the given work the estimation method of hit probability of a bearing in a contour of the superficial complex target is offered. The calculation example of this probability for the typical over-water target is given.

Введение. При проектировании современных радиолокационных систем наведения важное место занимает оценка их эффективности. Одной из важных характеристик эффективности такой системы является вероятность нахождения пеленга в пределах контура цели.

Радиолокационные цели такие, как суда и самолеты, на частотах, используемых для точных радиолокационных измерений, имеют протяженность, значительно превышающую длину волны, из-за чего эхосигнал похож на отражение от группы изолированных рассеивающих точек. Эту группу можно считать жесткой структурой, которая вращается относительно линии визирования [1]. Для цели, размеры которой меньше элемента радиолокационного разрешения, угловое положение может быть выражено через скорость изменения фазы на несущей частоте вдоль раскрыва антенны. Зависимость плотности вероятности и функции распределения скорости изменения фазового угла в поперечном направлении относительно линии визирования для линейной цели с равномерным распределением рассеивателей по длине L_x/λ получены в [2] и также приводятся в [1], где λ – длина волны зондирующего сигнала. Они отображают распределение кажущегося угла прихода отраженного целью сигнала. Из зависимостей следует, что вероятность нахождения пеленга в контуре линейной цели составляет от 80% до 90%. Эта зависимость хорошо соответствует гауссоиду, стандартное отклонение которой наглядно отображает характеристики кажущейся цели

$$\sigma_L(\theta) = k_{mpt} \frac{L_x}{R} \quad [rad], \quad (1)$$

где R – дальность цели. Если подобрать такую кривую, чтобы получить ту же вероятность (15%) выхода пеленга за пределы контура цели, то коэффициент $k_{mpt} = 0,35$.

Эти результаты получены [1] для цели, состоящей из равномерно распределенных по L_x рассеивателей. При других распределениях гауссоида также является хорошей моделью кажущейся цели, а коэффициент k_{mpt} принимает значения из замкнутого интервала $k_{mpt} \in [0,2 \div 0,35]$. Однако для поверхностной цели сложной формы подобная методика не разработана. Поэтому доклад посвящен рассмотрению методики оценки вероятности нахождения пеленга в пределах контура поверхностной цели сложной формы.

Основная часть.

Постановка задачи. Предположим, что сигнал, излучаемый или отражаемый целью сложной формы, представляет совокупность парциальных сигналов от равномерно распределенных по поверхности точечных целей с независимыми гауссовыми амплитудами и равновероятными на интервале $0 \div 2\pi$ фазами. Различные фазовые соотношения между парциальными сигналами приводят к появлению шумов цели. Также будем полагать, что система измерения угловых координат является достаточно быстродействующей, чтобы осуществлять слежение за "точкой равновесия" цели.

Необходимо оценить вероятность нахождения пеленга в пределах контура поверхностной цели сложной формы.

Методика оценки вероятности нахождения пеленга в пределах контура поверхностной цели, заданной в ограниченной области G , основана на том, что действительное распределение рассеивателей может быть описано с помощью

эффективных протяженностей L_x и L_y соответственно по осям Ox и Oy .

Пусть область G (элементарная относительно оси Oy) ограничена графиками функций $x=x_1$, $x=x_2$, $y=p_1(x)$ и $y=p_2(x)$. При этом выполняются неравенства $x_1 < x_2$ и $p_1(x) < p_2(x)$ для всех $x \in [x_1, x_2]$. Тогда эффективная протяженность L_x области G по оси Ox выражается с помощью следующего соотношения

$$L_x = \frac{\int_{x_1}^{x_2} A(x) dx}{A_{\max}(x)}, \quad (2)$$

где

$$A(x) = \int_{p_1(x)}^{p_2(x)} dy, \quad (3)$$

$A_{\max}(x) = \max\{A(x)\}$ – максимальное значение функции $A(x)$.

С другой стороны область G (элементарная относительно оси Ox) может быть описана графиками функций $x=u_1(y)$, $x=u_2(y)$, $y=y_1$, $y=y_2$ при условии, что $y_1 < y_2$ и $u_1(y) < u_2(y)$ для всех $y \in [y_1, y_2]$. Тогда эффективная протяженность L_y области G по оси Oy находится с помощью соотношения

$$L_y = \frac{\int_{y_1}^{y_2} A(y) dy}{A_{\max}(y)}, \quad (4)$$

где

$$A(y) = \int_{u_1(y)}^{u_2(y)} dx, \quad (5)$$

$A_{\max}(y) = \max\{A(y)\}$ – максимальное значение функции $A(y)$.

При этом для нахождения среднеквадратичного отклонения $\sigma_L(\theta)$ (1), обусловленного флюктуациями по каждой координате, Ox и Oy , можно использовать значение коэффициента $k_{mpt} = 0,35$.

Определив $\sigma_x(\theta)$ и $\sigma_y(\theta)$ (1) на основе эффективных протяженностей L_x (2) и L_y (4) опишем плотность распределения кажущегося пеленга цели $p(x, y)$ с помощью двумерной гауссоиды

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2}\right)\right\}. \quad (6)$$

Сечения этой поверхности плоскостями, параллельными плоскости Oxy , дают эллипсы. В каждой точке этих эллипсов плотность распределения $p(x, y)$ постоянна. Поэтому такие эллипсы называют эллипсами рассеивания.

В настоящем рассмотрении полагаем, что начало системы координат Oxy и геометрический центр цели совмещены, а направления осей симметрии эллипса совпадают с направлениями осей Ox и Oy . В противном случае [3] в формулу (6) наряду с σ_x и σ_y должны входить математические ожидания m_x , m_y и коэффициент корреляции

$$r = \frac{(\sigma_x^2 - \sigma_y^2)}{2\sigma_x\sigma_y} \operatorname{tg} 2\alpha,$$

где α – угол между большей осью симметрии эллипса и осью Ox . При этом случайные величины X и Y , подчиненные нормальному закону, независимы только в случае, если координатные оси Ox и Oy параллельны главным осям эллипса рассеивания. Расчет

вероятности нахождения пеленга в эллипсе рассеяния, полуоси которого равны стандартным отклонениям σ_x и σ_y , сводится к вычислению вероятности нахождения случайной величины (X,Y) в области ограниченной графиками функций

$$x=0; \quad x=\sigma_x; \quad y=0; \quad y = \frac{\sigma_y \sqrt{\sigma_x^2 - x^2}}{\sigma_x}.$$

Так как плотность распределения случайной величины (X,Y) определена соотношением (6), то вероятность нахождения пеленга в области, ограниченной единичным эллипсом U , может быть выражена через повторный интеграл

$$P(X,Y \in U) = \frac{2}{\pi\sigma_x\sigma_y} \int_0^{\sigma_x} \int_0^{\frac{\sigma_y \sqrt{\sigma_x^2 - x^2}}{\sigma_x}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2}\right)\right\} dy dx = 1 - 1/\sqrt{e}. \quad (7)$$

Таким образом, вероятность нахождения пеленга в единичном эллипсе рассеивания составляет 39,3%.

Однако больший интерес представляет

Оценка вероятности нахождения пеленга в пределах контура поверхностной цели, которая сводится к вычислению вероятности нахождения случайной величины (X,Y) в некоторой области G , $P(X,Y \in G)$, совпадающей с контуром цели. Пусть эта величина (X,Y) подчиняется нормальному закону (6). Тогда вероятность нахождения точки (X,Y) в области G выражается с помощью двойного интеграла

$$P(X,Y \in G) = \frac{1}{2\pi\sigma_x\sigma_y} \iint_G \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{x^2}{\sigma_x^2} + \frac{y^2}{\sigma_y^2}\right)\right\} dA. \quad (8)$$

где dA – бесконечно малый элемент поверхности.

Пусть цель наблюдается под углами близкими к надиру. Для этого случая на рис. 1 приведен вид сверху типовой надводной цели, для которой необходимо найти вероятность нахождения пеленга в пределах ее контура. Длина цели 113,4 м, ширина 16,2 м.

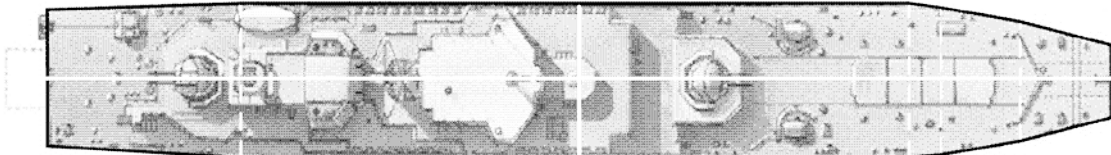


Рисунок 1 – Типовая надводная цель: вид сверху. Представление типовой цели с помощью фигур простой формы

Контур цели может быть аппроксимирован с помощью замкнутой ломаной линии, которая на рис. 1 показана черным цветом. Это область G , которая приближенно может быть заменена областью, составленной из простых фигур (прямоугольников и трапеций). Стороны этих фигур (белая пунктирная линия) параллельны оси Oy , которая, как и ось Ox , выделена с помощью прямой белого цвета. Ось Ox является осью вертикальной симметрии рассматриваемой цели. Геометрический центр цели лежит на этой оси. Через него проходит ось Oy , деля, таким образом, большую ось цели на две равные части.

Схематическое изображение контура, область G , рассматриваемой цели показано на рис. 2. Он выделен с помощью многоугольника $G=ABCEFF'E'D'C'B'A'$, сплошная толстая линия. Также на этом рисунке показано разбиение многоугольника на простые четырехугольники, пунктирные линии. Начало прямоугольной системы координат Oxy , точка O , совмещено с геометрическим центром цели. Координаты вершин многоугольника, в которых контурная линия $ABCEFF'E'D'C'B'A'$ претерпевает излом, приведены в Таблице 1. Используя рис. 2 и Таблицу 1 с помощью соотношений (1 ÷ 5) рассчитаны следующие характеристики цели: площадь цели $S_{LAS}=1747,98 \text{ м}^2$, эффективная протяженность $L_y=15,414 \text{ м}$

по оси Oy , эффективная протяженность $L_x=107,9$ м по оси Ox , стандартное отклонение $\sigma_y=5,395$ м по оси Oy и стандартное отклонение $\sigma_x=37,765$ м по оси Ox .

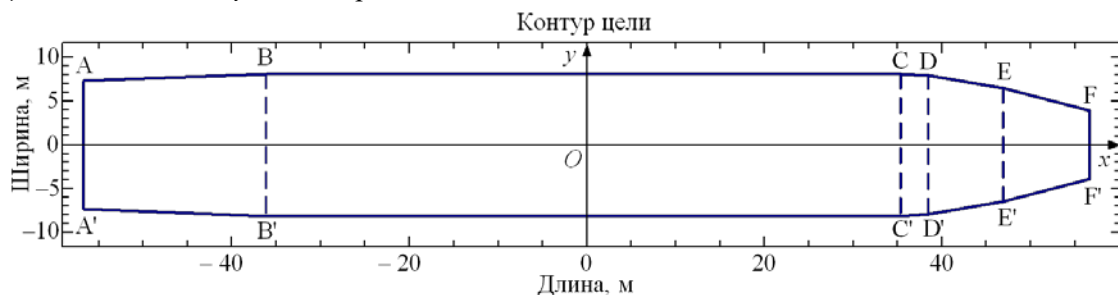


Рисунок 2 – Контур типовой надводной цели ABCDEFF'E'D'C'B'A' в прямоугольной системе координат Oxy : вид сверху

Таблица 1 – Координаты вершин многоугольника ABCDEFF'E'D'C'B'A'

Коорд. точек	A, м	A', м	B, м	B', м	C, м	C', м	D, м	D', м	E, м	E', м	F, м	F', м
x	-56,7	-56,7	-36,1	-36,1	35,2	35,2	38,5	38,5	46,9	46,9	56,7	56,7
y	7,3	-7,3	8,1	-8,1	8,1	-8,1	7,9	-7,9	6,5	-6,5	3,9	-3,9

Для расчета вероятности нахождения пеленга в пределах контура цели необходимо вычислить двойной интеграл (8) по области G . Для этого, используя разбиение области G на подобласти $ABB'A'$, $BCC'B'$, $CDD'C'$, $DEE'D'$ и $EFF'E'$, интеграл (8) представим в виде суммы повторных интегралов по этим областям. При вычислениях повторных интегралов использовалось уравнение прямой $y=a+bx$. Для прямых AB , BC , CD , DE и EF значение коэффициентов a и b приведены в Таблице 2.

Таблица 2 – Значения коэффициентов a и b

Коэффициент	AB	BC	CD	DE	EF
a	9,50194	8,1	10,2333	14,3167	18,9429
b	0,038835	0,0	-0,0606061	-0,166667	-0,265306

Результатом интегрирования является вероятность нахождения пеленга в пределах контура рассматриваемой цели, которая составляет 73,89%.

Эллипс, в пределах которого вероятность нахождения пеленга равна вероятности нахождения пеленга в контуре цели, назовем «эквивалентным эллипсом рассеяния». Для рассматриваемой типовой цели полуоси «эквивалентного» эллипса имеют следующие значения $1,63888\sigma_x$ и $1,63888\sigma_y$.

Выводы. Таким образом в настоящей работе предложена методика оценки вероятности нахождения пеленга в контуре поверхностной цели сложной формы при равномерном распределении точечных целей по ее поверхности.

Показано, что вероятность нахождения пеленга в пределах контура типовой надводной цели составляет 73,89%.

Для рассматриваемой цели оси «эквивалентного» эллипса рассеяния в 1,63888 раза больше по сравнению с осями $2\sigma_x$ и $2\sigma_y$ единичного эллипса.

Литература:

1. Barton, D. K., Ward, H. R. Handbook of Radar Measurement, Prentice Hall, 1969; Artech House, 1984. – 448 p.
2. Rice S.O. Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise / Bell System Tech. Journal, V.27, Issue 1, 1948. P. 109 – 157.
URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/6767541/?reload=true>
3. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: Учебник для вузов / Е.С. Вентцель. — 6-е изд. стер. — М.: Высш. шк., 1999. — 576 с.

DISTORTION OF ANTENNA SYSTEM RADIATION CHARACTERISTICS BY TWO-LAYER CONIC RADOME

Nechitaylo S.V., Sukharevsky O.I., Vasilets V.A.
Ivan Kozhedub Kharkiv National Air Force University
61023, Kharkiv-23,77/79 Sumska str,
E-mail: Nechitaylo_S@ukr.net

The calculation method of the radiation characteristics obtaining has been proposed for octagonal aperture antenna with two-layer conic dielectric radome. For all that the method for radiation field calculation created early by authors is used. This method allows to calculate the radiation field for aperture cut in perfectly absorbing screen at the presence of arbitrary scatterer system (particularly, radome). Numerical results for radiation patterns of the aperture antenna with two-layer radome have been brought out for different parameters of layers. For that calculation the solving model problem about scattering plane electromagnetic wave by two-layer plane-parallel plate have been used.

Introduction

The influence of nose radomes on the antenna radiation characteristics has been devoted to a large number of works [1-3].

The series of aerial objects, such as aircrafts, missiles with radar homing head, have nose dielectric radomes which cover antenna system. For all that the radome walls can be multilayer (particularly, two-layer) for improvement of electromagnetic wave passing through, and also for decreasing influence of high temperature on antenna equipment of aerial objects. In this connection the necessity appears in calculations of radiation characteristics for antenna system with such radomes. As a model of such antenna system in article we consider octagonal aperture cut in the perfectly absorbing screen at the presence of two-layer conic dielectric radome.

The outer layer with thickness 11...12 mm has relative permeability $\epsilon' = 3,5 + j0,0175$, the inner layer with thickness 0...12 mm has relative permeability $\epsilon'_T = 2,08 + j0,0004$. At the radome nose part there is the metal cap with spherical shape smoothly connected with the cone surface. The calculation of electromagnetic wave passing through radome has been brought out by geometrical optics approach taking into account that metal cap.

For radiation field calculation of antenna system with radome the expression obtained in [4] with the help of Lorentz reciprocity theorem is used. At that the key problem for these calculations is the passing of electromagnetic wave through two-layer plane-parallel plate.

Main part

We consider the antenna in view of octagonal aperture cut in perfectly absorbing plane. The antenna is covered by radome described above (Fig. 1).

As it is shown in [4], the radiation pattern for such antenna system in projection to unit vector \vec{p} can be represented by formula

$$\vec{p} \cdot \vec{E}(\vec{R}^0) = \int_{S_0} \left((\vec{E}^T(x) \times \vec{\mathcal{F}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})) - (\vec{H}^T(x) \times \vec{\mathcal{E}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})) \right) \cdot d\vec{S}. \quad (1)$$

Here $\vec{\mathcal{E}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$, $\vec{\mathcal{F}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$ is the field scattered by "symmetrized" radome (Fig. 2), in points x of aperture at the absence of perfectly absorbing screen with cut aperture for falling plane wave with direction unit vector $(-\vec{R}^0)$

$$\vec{E}_0 = (\vec{R}^0 \times (\vec{p} \times \vec{R}^0)) \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \quad (2)$$

$$\vec{H}_0 = (\vec{p} \times \vec{R}^0) \sqrt{\epsilon_0/\mu_0} \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})). \quad (3)$$

The functions \vec{E}^T, \vec{H}^T are aperture distributions of tangential field components in Kirchhoff

approach.

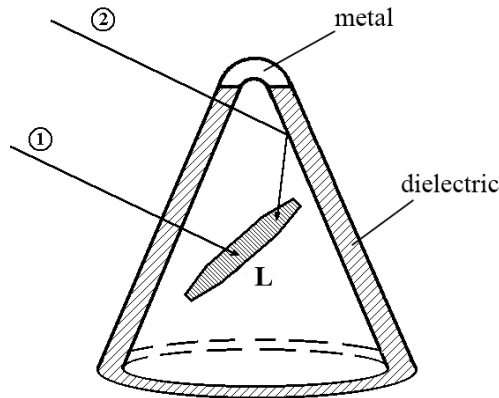


Fig. 1. Propagation paths of incident wave

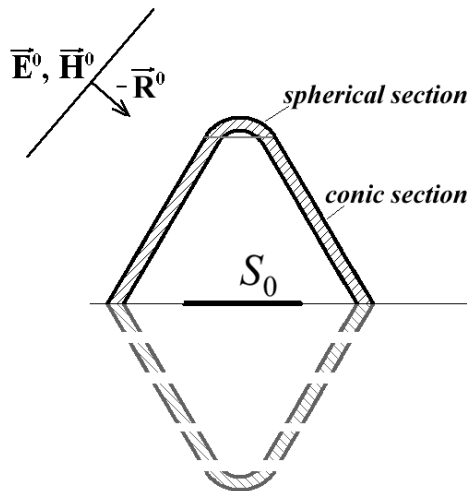


Fig. 2. "Symmetrized" radome.

Taking into account the cone shape of radome it can be make conclusion that the radiation filed level for radome "mirror reflection" is lower essentially than field passed directly through real radome. Thus, in first approach, it could consider that $\vec{E}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$, $\vec{\mathcal{H}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$ is the field in aperture points x created by two propagation paths (Fig. 1): direct passing (path 1) and re-reflection from inner radome surface (path 2). The integrals in (1) are calculated by average rectangles method.

The antenna polarization, i.e. vector $\vec{E}^T(x)$ is oriented along aperture symmetry axis in direction where the aperture linear size is maximum.

We note also, that in case of antenna turning on the some angle the surface of perfectly absorbing screen with cut aperture is turned on the same angle also in case of antenna small turning angles ($\leq 25^\circ$) all made assumptions about field $\vec{E}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$, $\vec{\mathcal{H}}_0(x, \vec{R}^0, \vec{p})$ structure still hold.

The computation of field $(\vec{E}_0, \vec{\mathcal{H}}_0)$ is carried out with accounting locality principle. I.e. the field passed through radome in some point in direction $-\vec{R}^0$ is calculated as the passing of electromagnetic wave through two-layer plane-parallel plate for radome materials. This plate is tangent to radome surface in corresponding point. The calculation for re-reflection from radome

inner surface is carried out by the same way, but we calculate the reflection field in model problem about the passing of electromagnetic wave through two-layer plane-parallel plate [4]. In this case the electromagnetic wave falling to two-layer plate is passed through radome wall previously (path 2, Fig.1).

The solving model problem is carried out with help of solving two-dimensional boundary problem for Maxwell's equations [5]. As result we obtain complex reflection and transmission factors for considered structure and electromagnetic field values inside of each layer.

For example, the field in point \vec{x} , passed through radome (corresponds to path 1, Fig. 1) can be represented in view

$$\vec{E}_1(\vec{x}) = [\tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\perp} + \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\parallel}] \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \quad (4)$$

$$\vec{H}_1(\vec{x}) = \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} [\tau_{\perp} p_{\perp} \vec{e}_{\perp} - \tau_{\parallel} p_{\parallel} \vec{e}_{\perp}] \exp(-jk_0(\vec{R}^0 \cdot \vec{x})), \quad (5)$$

where $\vec{e}_{\perp} = \frac{\vec{n} \times \vec{R}^0}{|\vec{n} \times \vec{R}^0|}$, $\vec{e}_{\parallel} = (\vec{e}_{\perp} \times \vec{R}^0)$, $p_{\perp} = (\vec{p} \cdot \vec{e}_{\perp})$, $p_{\parallel} = (\vec{p} \cdot \vec{e}_{\parallel})$, \vec{n} is the normal unit vector in corresponding radome point \vec{x} .

For that τ_{\perp} and τ_{\parallel} are complex transmission factors through plane-parallel plate for perpendicular and parallel polarizations of incident plane wave, respectively.

Using the method described above the calculations have been carried out for octagonal aperture antenna (maximum length is 188 mm, maximum width is 152 mm), placed under two-layer conic radome. First (external) layer is the composite material "niasit" (quartz ceramics) with thickness 11...12 mm and relative permeability $\epsilon' = 3,5 + j0,0175$, second (internal) layer is teflon with thickness 0...12 mm and relative permeability $\epsilon' = 2,08 + j0,0004$.

In Fig. 3, 4 there are the power losses due to radome in antenna radiation pattern maximums for different layer thicknesses in two turning angles of the radiation aperture.

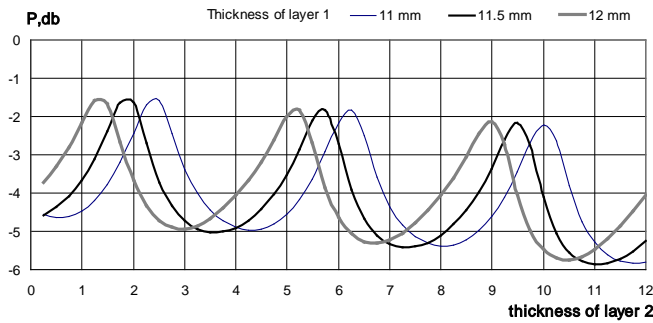


Fig. 3. The power losses due to radome in radiation pattern maximum for aperture turning angle 5° .

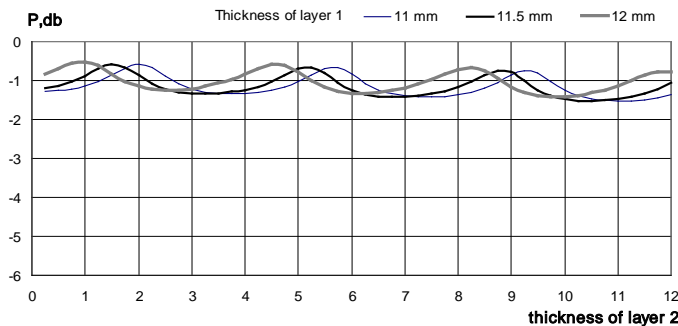


Fig. 4. The power losses due to radome in radiation pattern maximum for aperture turning angle 15° .

The calculations showed that for aperture turning angle 5° (Fig. 3) there are essential dips

in losses plots. At the same time for aperture turning angle 15° (Fig. 4) the power losses depend lightly from internal layer thickness. This is because the main (in power) antenna radiation for turning angle 15° are to radome surface with relatively small curvatures.

For turning angle 5° the main antenna radiation is directed on radome region with big curvatures and for all that the perfectly conducting radome cap makes marked contribution to whole antenna radiation.

In Fig. 5, 6 there are the antenna system radiation patterns for aperture turning angles 5° and 15° , respectively.

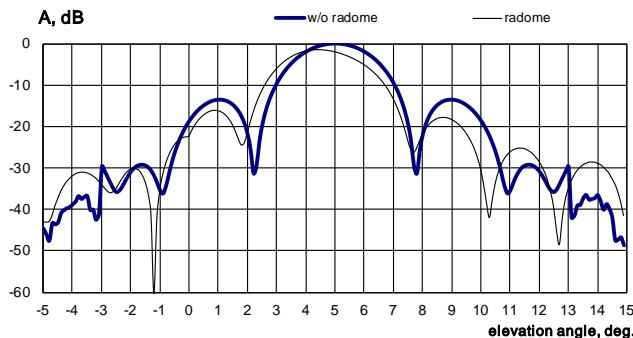


Fig. 5. Radiation patterns for antenna with two-layer radome and aperture turning angle 5° .

External layer thickness is 12 mm and teflon layer thickness is 9 mm, that corresponds to power local maximum for turning angle 5° (Fig. 3). In this case the power loss in radiation pattern maximum is equal more than 2 dB. For aperture turning angle 15° the power loss is near 1 dB regardless of the internal layer thickness.

It should be noted that the radome presence are to displacement of radiation pattern maximum point in aperture turning. In Fig. 7 there is dependency of displacement error of radiation pattern maximum versus aperture turning angle. Here the maximum displacement error is $0,6^\circ$ for antenna turning angle 5° .

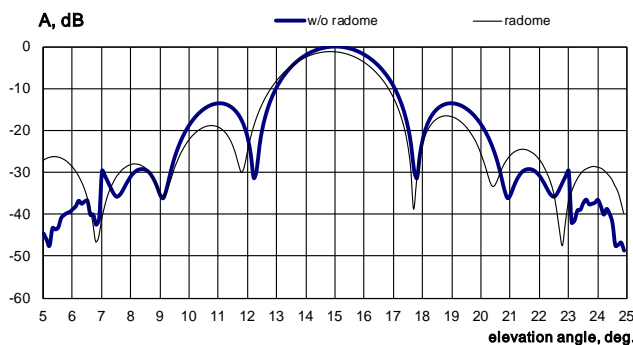


Fig. 6. Radiation patterns for antenna with two-layer radome and aperture turning angle 15° .

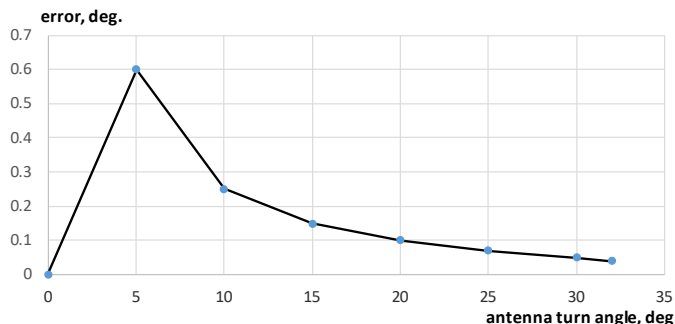


Fig.7. Displacement error of radiation pattern maximum versus aperture turning angle.

Conclusion

Thus in paper the calculation method is developed for radiation of aperture antenna with two-layer dielectric radome. The calculation results have been brought out and analyzed. Radome have external layer from quartz ceramics and internal layer from teflon. Obtained results allow to choose optimal (in respect to radioparency) layer thicknesses and to estimate displacement error due to radome.

References

1. Kozakoff, D. J., Analysis of Radome-Enclosed Antennas, 2nd ed., Artech House, Inc., 2010. 294p.
2. J. Lansink Rotgerink, H. van der Ven, T. Voigt, E. Jehamy, M. Schick, H. Schippers. Modelling of effects of nose radomes on radar antenna performance. 10th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2016, pp.1-5.
3. Ji Hyung Kim, Yong Bae Park, Sung-Chan Song. Electromagnetic analysis of a tangent-ogive dielectric radome with a metallic cap. 2015 International Workshop on Antenna Technology (iWAT), 2016, pp. 367-368.
4. Sukharevsky, O., Vasylets, V., Nechitaylo, S., (2017) "Scattering and Radiation Characteristics of Antenna Systems under Nose Dielectric Radomes", *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 76, pp.141–157.
5. Taylor, James D., et al., Taylor, James D. (ed.), (2012) "Ultrawideband radar applications and design", CRC Press, 520 p.

ОБРОБКА ДАНИХ МЕРЕЖІ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

Обод А.І.

Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Науки, 14, тел. (057) 702-14-44, E-mail: d_rics@nure.ua

An algorithm for tracking an air object with surveillance systems is included when they are included in a single information network with distributed processing, which, thanks to a single coordinate-time provision of all network systems, allows to combine the data of the route processing issued at different rates by conducting network support.

Мережевій побудові інформаційних засобів приділяється значна увага [1-2]. Зокрема, існуючі національні єдині системи контролю використання повітряного простору, як правило, реалізовані з використанням окремих мережевих інформаційних систем (ІС). Основними завданнями цих яких – є об'єднання в загальну мережу існуючих систем спостереження (СС) різних відомств і централізоване управління утвореною мережею вищим органом. Об'єднана інформація мережі видається споживачам.

Природна еволюція призводить до об'єднання різнорідних СС або інших датчиків інформації, розосереджених на певній ділянці контрольованого простору, в єдину інформаційну мережу. Така еволюція мотивується можливістю злиття великого обсягу даних, одержуваних елементами СС, що працюють незалежно один від одного і володіють, певною мірою, взаємодоповнюючими можливостями. Завдання полягає в точному відображенні навколишнього оточення і своєчасного виявлення змін в ній. Такий супровід повітряного об'єкту (ПО) є загальновідомою системною концепцією, що довела свою корисність при вирішенні як цивільних, так і військових прикладних задач практично у всіх розвинених державах.

Коротко розглянемо переваги мережевої інформаційної системи в порівнянні з поодинокими інформаційними засобами.

Відомо, що з'єднання декількох СС лініями зв'язку дозволяє розширити зону видимості за межами максимальної дальності одиночної СС, яка обмежена або прямою видимістю, або потужністю випромінювання. Такого результату можна досягти при мінімальному перекритті зон видимості СС, тим самим, зводячи до мінімуму кількість приймальних датчиків, розгорнутих в заданій області. Однак, об'єднання в мережу СС з перекриттям зон видимості надає ряд переваг. Одна з переваг полягає в збільшенні ймовірності виявлення в межах деякого інтервалу часу, який забезпечується єдиною інформаційною системою (ЄІС), в порівнянні з випадком розрізаних СС, при цьому знижується ймовірність зриву супроводу. Як варіант, при заданій ймовірності зриву супроводу, ймовірність виявлення для кожної мережевої СС може бути знижена щодо випадку розрізаних СС. Це призводить до зниження потужності передавачів і, отже, зниження вартості кожної з окремих СС. Залежно від типу прикладної задачі, об'єднання СС в мережу може виявитися більш зручним, ніж одиночна СС, так як мережа СС має високу потужність і високу швидкість видачі даних.

Серед інших переваг, можна згадати надійність і безперервність супроводу при переході спостереження між сусідніми СС і підвищення точності супроводу ПО.

Мережева СС забезпечує більш високий темп видачі даних споживачеві, при відповідному зменшенні похибок фільтрації. Мережева структура, що дозволяє враховувати матриці точності вимірювань, що надходять від двох або більше СС, підвищує точність мережевої системи, в цілому, в порівнянні з випадком комбінування даних шляхом простого усереднення. В цьому випадку точність координат, які видаються споживачу, підвищується пропорційно кореню квадратному числа використовуваних СС. Кращі результати може дати метод комбінування, при якому координатні дані кожного ПО піддаються ваговій обробці, відповідно до їх показників точності.

Ще однією перевагою мережевих ІС, є їх більш висока стійкість до природних і

навмисним завад. Крім того, висоту ПО і сумарний вектор швидкості можна оцінити, відповідним чином комбінуючи дані вимірювань, що видаються окремими СС мережі. При об'єднанні в мережу забезпечуються розширені можливості реконфігурації системи в разі виникнення відмов у роботі окремих СС. Тим самим досягається велика надійність огляду контрольованого повітряного простору.

Перевагами мережевої побудови можна скористатися, лише за умови успішного вирішення цілого ряду технічних задач, а саме:

- обробка даних при змінній швидкості їх надходження і з нерівною точністю;
- запобігання дробленню позначки від ПО, що породжується помилками при перетворенні координат, обумовленими кривизною земної поверхні і відсутністю даних про висоту;
- можливість задавати синхронізацію і структуру даних незалежно від частоти сканування окремих СС і азимутального положення.

Головна функція мережі полягає в пересиланні даних, які видаються різними інформаційними засобами споживачеві, який комбінує інформацію для того, щоб забезпечити мережеве супровід. При такій реалізації мережі сукупність СС здійснює виявлення і вимірювання координат ПО з різним темпом видачі даних і різними показниками якості виявлення і вимірювання координат. По лініях зв'язку дані пересилаються до споживача, який виконує функції супроводу, прогнозування траєкторії польоту ПО, кореляцію, згладжування траєкторій і перетворення координат, одержуваних за даними вимірювань, що видаються розміщеними інформаційними джерелами, до опорної системі координат споживача.

Залежно від ступеня використовуваної обробки даних, мережеві СС можна додатково класифікувати як розподілені або централізовані. Розподілена архітектура характеризується тим, що на кожній СС здійснюється первинна та вторинна обробка інформації. Локальні дані спостереження потім видаються споживачам, в апаратурі обробці якого дані об'єднуються, з метою встановлення єдиного багатостанційного стеження за кожним ПО. Така структура мережі найбільш доцільна при об'єднанні існуючих СС в ЄІМ. У централізованій архітектурі використовується єдиний процесор обробки даних. Така структура мережі може бути рекомендована при розташуванні СС в обмеженому просторі, наприклад, СС ближньої і далекої зони інформаційного забезпечення управління польотами авіації ПО.

В ІМ з розподіленою або централізованою обробкою інформації дані надходять з різних темпом. Так як огляд простору окремих СС відсутня синхронізація, то об'єднання інформації в ІМ з розподіленою обробкою інформації споживачів здійснюється шляхом проведення третинної обробки інформації. В ІМ з централізованою обробкою інформації з СС надходить зі змінною швидкістю і різною точністю, що потрібно враховувати при побудові апаратури вторинної обробки. Саме ці обставини вимагає постачати координатну інформацію часом її отримання, що дозволяє узгодити процес фільтрації траєкторії. Покажемо це.

Припустимо, що є два датчика інформації темп огляду простору, яких різний. У кожному з джерел інформації є своя шкала часу, що характеризується часовим процесом T_{ij} , де індексом i позначається номер джерела отримання інформації ($i=1,2$), а j - дискретний час отримання інформації. Будемо вважати, що споживач інформації розташований в першому датчику інформації. Припустимо, що за $j=k$ попередніх вимірів в апаратурі споживача отримана результуюча оцінка вектору стану $\vec{W}(T_{1k})$ з відповідної матрицею точності \vec{C}_k .

При отриманні поточної оцінки вектору стану, наприклад від другого датчика в момент часу $k+1$ $\vec{W}_{y(k+1)}(T_{2(k+1)})$ з матрицею точності $\vec{C}_{y(k+1)}$, за даними результуючої оцінки вектору стану і матриці точності на k -му кроці здійснюється обчислення

апріорного розподілу на цей крок вимірювань. Цьому розподілу відповідає $\vec{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)})$ і $\vec{C}_{o(k+1)}$, тобто здійснюється прогнозування вектору стану і матриці точності на момент часу отримання поточної оцінки вектору стану. Результуючу оцінку вектору стану і матрицю точності на момент часу $k+1$ можна записати як

$$\vec{W}_{k+1}(T_{1(k+1)}) = \vec{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)}) + \vec{C}_{k+1}^{-1} \vec{C}_{y(k+1)} \left[\vec{W}_{y(k+1)}(T_{2(k+1)}) - \vec{W}_{o(k+1)}(T_{1(k+1)}) \right],$$

$$\vec{C}_{k+1} = \vec{C}_{o(k+1)} + \vec{C}_{y(k+1)}.$$

Надалі процедура повторюється. Таким чином, виходить рекурентне правило, що дозволяє послідовно в часі здійснювати фільтрацію траєкторії ПО при отриманні вимірювань від датчиків інформації з різним темпом видачі інформації.

Як впливає з вищевикладеного, розглянутий алгоритм фільтрації відрізняється від відомих тим, що прогнозування вектору стану і матриці точності здійснюється після отримання нових вимірів та мають час їх отримання. Ось на цей момент часу і здійснюється прогнозування вектору стану і матриці точності.

Вищевикладене дозволяє зробити висновок, що при побудові ЄІМ СС необхідно здійснити єдине координатно-часове забезпечення СС повітряного простору, що входять в мережу, з необхідними точносними показниками. Залежно від точностних показників координатно-часового забезпечення інформаційних засобів ЄІМ можна класифікувати як мережу, реалізовану на несинхронному (плезіохронному) і синхронному принципах.

Несинхронний принцип організації мережі вимагає часового забезпечення з точністю, що становить частки часу спостереження ПО. Це дозволяє синхронізувати потоки інформації в мережі з розподіленою обробкою, забезпечити фільтрацію траєкторії ПО за інформацією різних джерел з різним темпом видачі інформації.

Синхронний принцип організації мережі, що базується на створенні єдиної шкали часу всіх СС, що входять в мережу, з точністю, що становить частки мікросекунд. Це дозволяє узгодити процеси отримання та обробки інформації в розрізних інформаційних засобах, і зумовлює вирішення технічних протиріч, практично не вирішуваних в існуючих СС.

Отже, об'єднання існуючих СС в ЄІМ на несинхронному принципі дозволяє виключити третинну обробку при мережевому супроводі ПО і підвищити ймовірність об'єднання даних.

На підставі вищевикладеного можна зробити висновок, що концептуальними засадами створення ЄІМ на базі СС повітряного простору, в якій може бути реалізовано надійне інформаційне забезпечення споживачів і дозволені протиріччя окремих інформаційних засобів повинні бути:

- єдине координатно-часове забезпечення всіх інформаційних засобів мережі з необхідними показниками якості;
- розподілена обробка інформації в інформаційних засобах мережі;
- вільний, але контрольований, доступ споживача до необхідного джерела інформації.

Література:

1. Lok J.J. C² for the air warrior // Jane's International Defense Review. – October 1999. – V.2. – P. 53-59.
2. Farina A., Studer F.A. Radar Data Processing Introduction and Tracking. Vol.1. Research Studies Press. Letch worth England. 1985. – P. 121-123.

ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СИСТЕМ ВТОРИЧНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Обод И.И., Заволодько А.Э., Монго Бридел Виел

Национальный технический университет «ХПИ»

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2, каф. Системы информации, тел. (057) 707 66 18,

E-mail: omsroot@kpi.kharkov.ua

This paper is devoted to optimizing the probability of transmitting an information message from an airborne object by secondary radar systems. Expressions are obtained and dependencies are given which allow estimating the required number of flight data processing channels depending on the possible number of air units located on one azimuth.

Эффективность принятия решения в системе контролю воздушного пространства определяется качеством информации, которая надается системами наблюдения воздушного пространства. К основным системам наблюдения воздушного пространства относятся системы первичной и вторичной радиолокации (ВРЛ) [1-3]. Первые из этих систем позволяют дать ответ «где» находится воздушный объект (ВО), а вторая – «кто» он. Кроме того, одной из основных информационных задач систем ВРЛ является передача полетной информации (ПИ) с борта ВО на пункты управления.

Однако передача ПИ от нескольких ВО, находящихся на одном азимуте приводит к перекрытию части сигналов. Перекрытие сигналов приводит к внутрисистемным помехам и потери ПИ. Потеря разрешающей способности из-за перекрытия сигналов увеличивает вероятность конфликтных необнаруженных ситуаций в воздухе.

Рассмотрим метод повышения разрешающей способности каналов передачи ПИ, заключающийся в оптимальном выборе величины вероятности передачи ПИ с ВО и числа каналов дешифратора принимаемой информации.

Под разрешающей способностью будем понимать способность различить в пространстве и во времени объекты. Поскольку перекрытие сигналов имеет вероятностную природу и приводит к внутрисистемным помехам, описываемым вероятностными законами, возможности разрешения будем оценивать статистически.

В качестве количественной меры, характеризующей разрешающую способность, выберем вероятность декодирования i -ого информационного сообщения из группового потока информационных сообщений от N ВО за один период сканирования антенной системы ВРЛ - P_c . Данная вероятность является функцией $P_c = f(\tau_s, \Delta\beta, \Delta d, N, P)$, где: τ_s - длительность передаваемого сообщения; $\Delta\beta$ и Δd - разности азимутов и дальностей, при которых сигналы длительностью τ_s перекрываются во времени; P - вероятность передачи информационного сигнала с ВО.

Возможны следующие пути повышения разрешающей способности канала передачи ПИ:

- стохастический выбор момента передачи в пределах ширины сканирующей диаграммы направленности за один период сканирования или за m периодов;
- увеличение числа каналов обслуживания на наземном объекте;
- использование адресного (индивидуального) опроса обслуживаемых ВО, обычно в комбинации с первым способом.

Рассмотрим далее вопросы комбинированного применения методов повышения разрешающей способности и возможности их практической реализации.

Пусть на близких азимутах находятся N ВО. Обозначим через x_1, x_2, \dots, x_N случайные величины, принимающие значение 1 с вероятностью P и 0 - с вероятностью $(1-P)$. Значению $x_i = 1$ соответствует передача полетной информации с i -ого ВО.

Рассмотрим выбор оптимальной вероятности передачи сигнала P при многоканальном дешифраторе и i перекрытых информационных сигналах. Этому способствует возможность применения в системах ВРЛ способов передачи

информационных сообщений многопозиционными сигналами. Они позволяют повысить помехоустойчивость передачи сообщений путем распознавания ошибок любой кратности. Кроме того, современное состояние техники бортового оборудования позволяет создавать новые методы генерации потоков информационных сообщений.

Исходное уравнение для определения оптимальной вероятности передачи информационного сообщения с борта ВО имеет вид

$$P_c = \sum_{i=1}^N P_s^{(i)} P_d^{(i)} C_N^i P^i (1-P)^{N-i}, \quad (1)$$

где P_d - вероятность декодирования информационного сообщения, если перекрыты оказались i сообщений; s - число каналов дешифратора; $P_s^{(i)} = \begin{cases} 1 & \text{при } s > i \\ 0 & \text{при } s < i \end{cases}$ - вероятность наличия незанятого дешифратора.

Оптимальную вероятность передачи информационного сообщения с борта ВО можно определить из (1) путем дифференцирования $dP_s/dP|_m = 0$. Вероятность декодирования информационного сообщения от конкретного ВО из группового потока информационных сообщений, передаваемого от m ВО за один период сканирования диаграммы направленности антенны, составляет

$$P_a = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^s i P_d^i C_m^i P^i (1-P)^{m-i} + \frac{s}{m} \sum_{j=s+1}^m P_d^j C_m^j P^j (1-P)^{m-j}, \quad (2)$$

где: i/m - вероятность поступления на обслуживание информационного сообщения от конкретного ВО в один из i дешифраторов, если взаимное влияние оказывают i информационных сообщений от m ВО; s/m - вероятность поступления на обслуживание информационного сообщения в один из s дешифраторов от конкретного ВО, если взаимное влияние оказывает $j > s$ информационных сообщений от m ВО ($s < m$).

Если декодирование информационного символа производится по первому принятому сигналу «Стоп», то границу P_d^i путем простых логических рассуждений можно записать как

$$P_d^i < \left(1 - \frac{\delta}{(a-1)\tau_i} \right)^{(i-1)(a-1)i}, \quad (3)$$

где δ - разрешающая способность дешифратора; a - основание алфавита; i - число перекрытых информационных сообщений.

Расчеты по приведенным выражения представлены на рис.1 и 2. Оптимальную вероятность передачи полетной информации с борта ВО можно определить из рис.1. При этом, как следует из рис.1, при $P_d \rightarrow 0$ для $i > 2$ оптимальная вероятность равна $P_0 = 1/m$. Если $P < P_0$ или $P > P_0$, то информация передается либо редко (канал недоиспользован), либо чрезмерно часто (канал перегружен). Оптимальная вероятность P_0 для $P_d = 0$ больше оптимальной вероятности для $P_d \rightarrow 0$ примерно в 1,4 раза. При этом и P_s также, для этого случая, больше в 1,4 раза.

На рис. 2 представлены зависимости P_s при $m=6$ и различном числе каналов обработки. Представленные зависимости позволяют выбрать требуемое число каналов обработки в зависимости от возможного числа ВО, находящихся на одном азимуте.

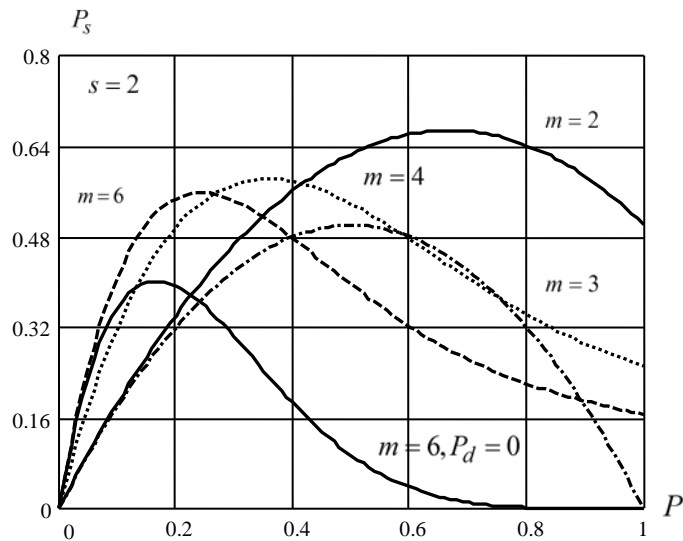


Рис. 1. Зависимость $P_s = f(P, s, m)$

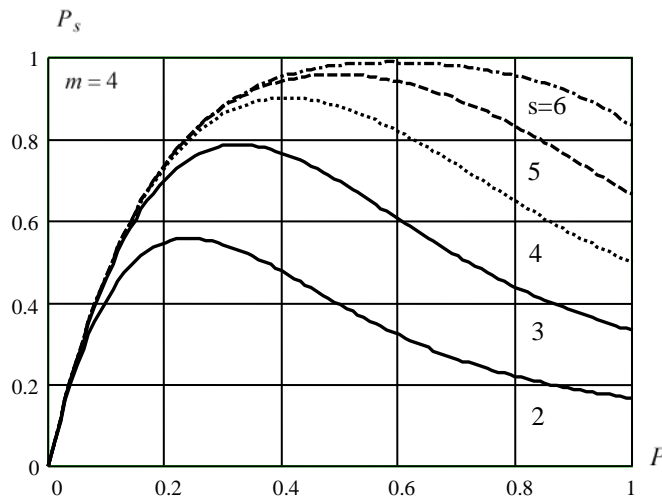


Рис. 2. Зависимость $P_s = f(P, s, m)$

Таким образом полученные выражения и приведённые зависимости позволяют оценить требуемое число каналов обработки полетной информации в зависимости от возможного числа ВО, находящихся на одном азимуте.

Литература:

1. Агаджанов П.А. Автоматизация самолетовождения и управления воздушным движением / П.А. Агаджанов, В.Г. Воробьев, А.А. Кузнецов – М.: Транспорт, 1980. - 342 с.
2. Давыдов П.С. Радиолокационные системы летательных аппаратов / П.С. Давыдов, В.П. Жаворонков, Г.В. Кашеев. – М.: Транспорт, 1977. – 345 с.
3. Обод І.І. Інформаційна мережа систем спостереження повітряного простору / І.І. Обод, О.О. Стрельницький, В.А. Андрусевич. – Х.: ХНУРЕ, 2015. - 270 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Олейников В.Н., Шейко С.А., Бабкин С.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, каф. медиаинженерии и информационных
радиоэлектронных систем, тел. (057) 702-15-87,
E-mail: d_res@nure.ua; факс (057) 702-10-13

In this work we investigated the acoustic emission characteristics of two small UAVs: a quadcopter DJI Phantom 2 and a monoplane Skywalker Falcon 1340 mm EPO Flying Wing. Time realizations, autocorrelation functions, amplitude spectra, spectrograms and pseudo-phase portraits of acoustic signals are obtained. The signals have a periodic character, the spectra have expressed harmonic components with frequencies that are multiples of the rotational frequency of the screw. The spectral components of the acoustic signal of a quadcopter are wider than those of a monoplane. Spectral maximum of the quadrupter signal can be separated. In the spectrum of UAVs there are harmonics with frequencies up to 10 kHz.

Введение

В настоящее время количество сфер применения малых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) стремительно растёт. Среди сравнительно новых потребительских рынков БПЛА можно отметить лесное, сельское и дорожное хозяйство, энергетику и связь, добычу и транспортировку нефти и газа, безопасность и охрану окружающей среды и многие другие. Многие малые БПЛА стали доступными для обычных пользователей, причём их оснащение достаточно сложное и включает фото- и видеокамеры, систему автопилота и навигации, что делает управление такими БПЛА достаточно простым.

Повсеместное использование малых БПЛА помимо, несомненно, позитивных сторон породило ряд проблем, связанных с неадекватным поведением некоторых владельцев БПЛА, несанкционированным мониторингом объектов и территорий государственной важности, участившимися случаями вторжения в личную жизнь и т.д. В ряде перечисленных случаев актуальной становится задача обнаружения БПЛА в воздухе. Обнаружение БПЛА может быть осуществлено средствами активной и пассивной радиолокации, тепловой локации, системами видеонаблюдения. В случае малых БПЛА, имеющих малые размеры, маломощные электродвигатели, и иногда не имеющих управления по радиоканалу, применение указанных методов имеет ряд существенных сложностей и ограничений.

Одним из направлений в обнаружении БПЛА являются акустические наблюдения [1-3]. Шум, создаваемый силовой установкой БПЛА и воздушным винтом, является существенным демаскирующим признаком. Создание и совершенствование методов обнаружения, пеленгации и распознавания малых БПЛА путем приёма и обработки акустических сигналов является актуальной задачей. В настоящей работе описана методика и приведены результаты исследований характеристик акустического излучения некоторых малых БПЛА.

Результаты исследований и их анализ

Экспериментальная установка для исследований состояла из измерительного конденсаторного микрофона Superlux ECM-999, установленного в фокусе параболического отражателя диаметром 0,6 м. Выход микрофона подключался по симметричному аудиоинтерфейсу XLR ко входу внешней звуковой карты Behringer U-Phoria UM2. Звуковой сигнал оцифровывался с частотой дискретизации 48 кГц и разрядностью 24 бита. Эксперименты проводились в условиях города, во внутреннем дворе ХНУРЭ. Отношение сигнал/шум в обрабатываемых записях составило около 20 дБ. Исследованы акустические излучения квадрокоптера DJI Phantom 2 и моноплана Skywalker Falcon 1340 mm EPO Flying Wing.

Акустические измерения для квадрокоптера были проведены в режимах подъёма над акустической антенной, барражирования на высоте 50 м и последующей посадки. На рис.1 показана временная реализация записи акустического сигнала квадрокоптера длительностью 20 мс на этапе барражирования, а на рис.2 – нормированная автокорреляционная функция (АКФ) для данной реализации. Акустический сигнал квадрокоптера имеет периодический характер, основной период для винта с N лопастями при угловой скорости его вращения Ω определяется выражением $T = 2\pi / N\Omega$ [4].

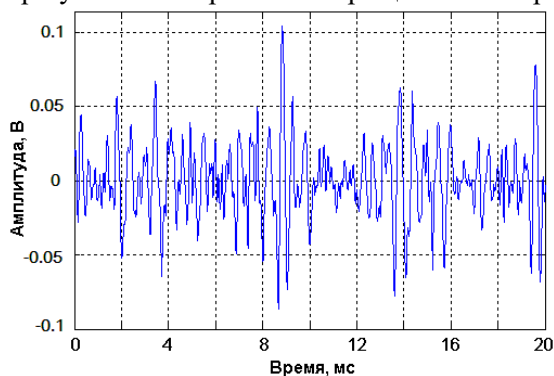


Рис. 1.

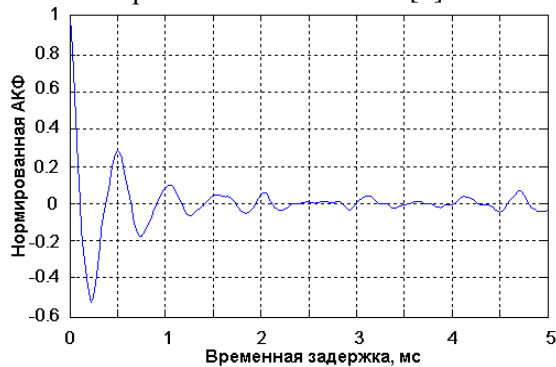


Рис. 2.

На рис.3 показан амплитудный спектр акустического сигнала квадрокоптера, полученный путём БПФ по выборке 8192 отсчёта без накопления. Спектр сигнала имеет

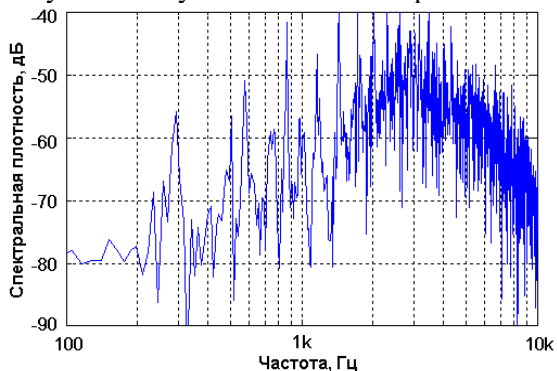


Рис. 3.

многокомпонентную гармоническую структуру, частоты гармонических составляющих являются кратными числами. Анализ большого числа реализаций показывает, что уверенно обнаруживаются, особенно при наличии временного накопления, гармоники с частотами до 10 кГц. Амплитуды и фазы гармоник являются случайными даже при отсутствии движения квадрокоптера. Это объясняется некоторым различием режимов работы двигателей в процессе компенсации автомати-

кой БПЛА ветрового воздействия. Данный фактор также приводит к некоторому расширению спектральных линий.

Динамика работы системы компенсации ветровых возмущений квадрокоптера хорошо заметна в частотно-временной области. На рис.4 показана спектрограмма акустического сигнала для реализации длительностью 15 с. В режиме активного парирования ветра спектральные максимумы разделяются, их количество соответствует числу двигателей аппарата. Последние 2 с на спектрограмме соответствуют этапу посадки квадрокоптера с уменьшением частоты вращения двигателей.

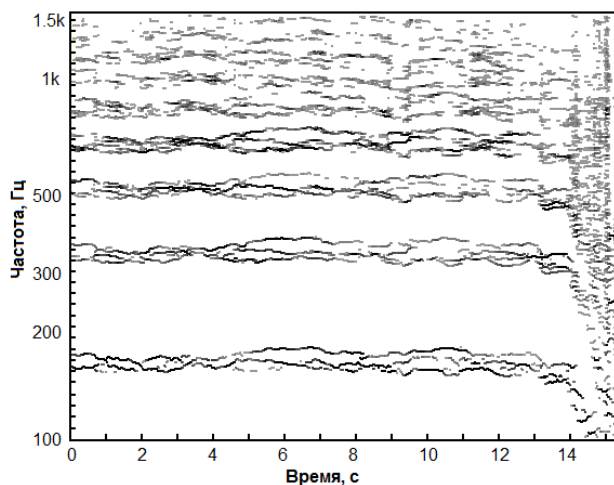


Рис. 4.

На рис. 5 и рис. 6 показаны псевдофазовые портреты двух реализаций акустического сигнала квадрокоптера. Они показывают зависимость последующего

значения сигнала $Y = s(t + \Delta)$ от предыдущего $X = s(t)$. Временной сдвиг Δ выбирался после анализа АКФ и соответствовал её основному периоду. Очевидно, что полученные псевдофазовые портреты не отвечают представлениям о классических аттракторах, поэтому для выявления их природы необходим дополнительный анализ.

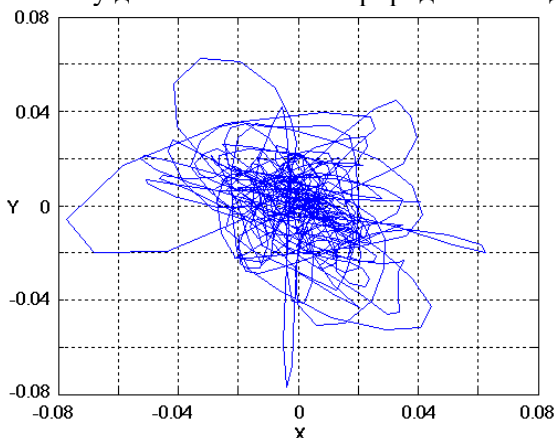


Рис. 5.

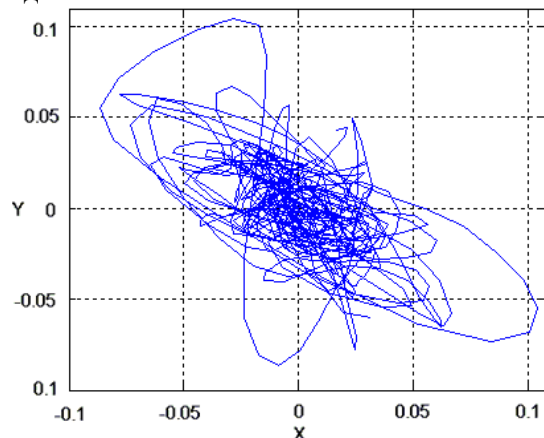


Рис. 6.

Измерения для моноплана проводились в режиме пролёта над акустической антенной на высоте около 20 м. На рис.7 показана временная реализация записи акустического сигнала моноплана, а на рис.8 – её нормированная АКФ.

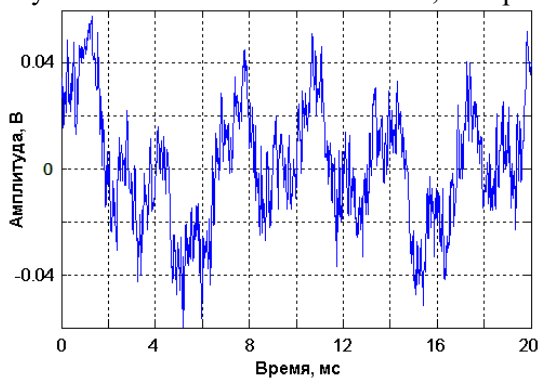


Рис. 7.

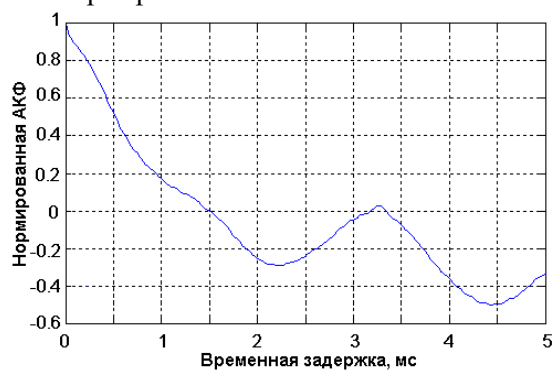


Рис. 8.

В данной записи, в отличие от записей акустического сигнала квадрокоптера, присутствует заметная низкочастотная составляющая на частотах до 200...250 Гц. Появление этой составляющей вызвано "задуванием" ветра в микрофон измерительной установки. Это свидетельствует о необходимости применения специальной ветрозащиты микрофона и низкочастотной фильтрации при построении систем обнаружения БПЛА.

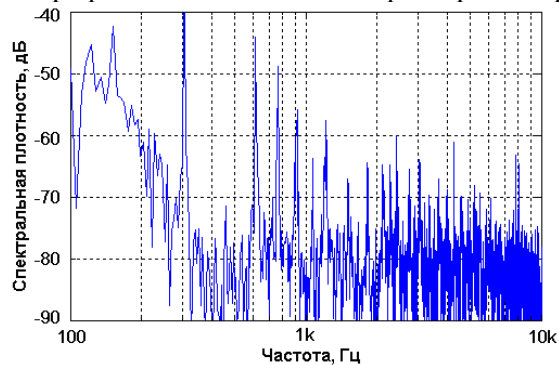


Рис. 9.

Спектр акустического сигнала моноплана (рис.9) также имеет в своём составе большое количество гармоник вплоть до частот 8...10 кГц. Спектральные линии, в отличие от квадрокоптера, узкие, что объясняется наличием одного двигателя в силовой установке. Соотношение между амплитудами гармоник менее изменчиво во времени, чем в случае квадрокоптера, а изменение частоты обусловлено совместным действием двух факторов – эффектом Доплера и изменением режима двигателя.

На рис.10 показана спектрограмма акустического сигнала моноплана для реализации длительностью 4,5 с.

Данная запись получена для случая пикирования в точку над акустической антенной на высоте около 10 м (временной интервал 1,8...2,4 с), последующим выравниванием и переходом в горизонтальный полёт. Поскольку в данном сеансе режим двигателя оставался неизменным, синхронное изменение частот гармоник акустического сигнала моноплана вызвано эффектом Доплера при пролёте над акустической антенной. При акустическом наблюдении моноплана под малыми углами к направлению движения структура спектра изменяется медленно, что даёт возможность применять временное накопление на длительных интервалах.

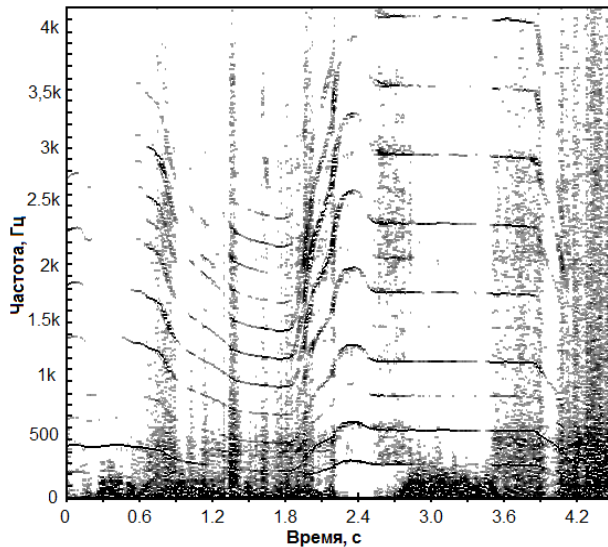


Рис. 10.

Выводы

Экспериментальное исследование акустических сигналов квадрокоптера и моноплана показало, что их спектры имеют ярко выраженные гармонические составляющие с частотами, кратными частоте вращения винта.

Спектральные составляющие акустического сигнала квадрокоптера шире, чем у моноплана, что объясняется некоторым различием режимов работы двигателей в процессе движения или при работе системы компенсации ветровых возмущений.

При большом различии режимов двигателей квадрокоптера спектральные максимумы разделяются на несколько, что может являться одним из признаков для классификации БПЛА.

В акустических сигналах исследованных БПЛА при наличии накопления спектров уверенно наблюдаются гармоники с частотами до 8...10 кГц.

При акустическом наблюдении БПЛА самолётного типа под малыми углами к направлению движения структура спектра достаточно постоянна, что даёт возможность применять временное накопление на длительных интервалах.

Литература:

1. Zelnio A.M. Detection of small aircraft using an acoustic array. Thesis. B.S. / A.M. Zelnio. – Electrical Engineering, Wright State University. – 2007. – 55 p.
2. Pham T. TTCP AG-6: Acousting detection and tracking of UAVs / T.Pham, N.Srour // U.S. Army Research Laboratory. Proc. of SPIE. – 2004. – Vol. 54. – Pp. 24–29.
3. Sadasivan S. Acoustis signature of an unmanned air vehicle – exploitation for aircraft localisation and parameter estimation / S.Sadasivan, M.Gurubasavaraj, S.R. Sekar // Eronautical DEF SCI J. – 2001. – Vol. 51, № 3. – Pp. 279–283.
4. Александров В.Л. Воздушные винты / В.Л. Александров. – М.: Государственное издательство оборонной промышленности, 1951. – С. 376–377.

ОБРАБОТКА РАССЕЯННЫХ СИГНАЛОВ В РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ

Олейников В.Н., Дорошенко С.В., Пшеничный В.Д.
Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Науки, каф. радіотехніки, тел. (057) 702-10-00
E-mail: vitek.pshenichniy@gmail.com +38 (099) 492-42-83
degrand.dor@yandex.ru +38 (066) 458-32-64

In this paper, we consider methods of estimating the parameters of the spectrum of a signal scattered from turbulent inhomogeneities obtained with the help of an OT radar. As a result of the analysis, the main causes of the distortion of estimates of wind speed and measurement errors were determined. The use of parametrization methods that use the representation of spectra in polar coordinates allows one to eliminate edge effects.

Measures are proposed to reduce the effect of edge effects in the parametrization of spectra and interfering reflections from the earth's surface.

Введение

Для обеспечения предупреждения опасных погодных явлений, нужд авиации и функционирования экономики государства необходимо получение оперативных данных о динамике атмосферных процессов. Наиболее перспективным методом получения этих данных является радиолокационный метод вертикального зондирования. Системы дистанционного зондирования атмосферы на основе радиолокационных станций вертикального зондирования (РЛС ВЗ) обеспечивают высокую оперативность, широкий пространственный охват и меньшую стоимость проведения измерений динамических параметров атмосферы по сравнению с контактными системами измерения

Основная часть

Особенности спектров сигналов обрабатываемых в радиолокационных станциях вертикального зондирования

Для получения информации о динамике атмосферных движений методом вертикального зондирования используется явление отражения электромагнитных волн от турбулентных образований в ясном небе [1]. Временное положение рассеянного сигнала и сдвиг по частоте, обусловленный эффектом Доплера, позволяют получить информацию о высоте и скорости перемещения атмосферных неоднородностей.

Спектральная плотность мощности (СПМ) принятого сигнала в РЛС ВЗ содержит сигнальную составляющую, обусловленную рассеянием излученного зондирующего импульса от движущихся с преобладающим ветром турбулентных неоднородностей коэффициента преломления атмосферы, рис. 1 - позиция 1, а также компоненты, обусловленные земной помехой - позиция 2, и шумами приёмного тракта - позиция 3.

Сигнал земной помехи (ЗП) формируется элементами земной поверхности, на удалении, соответствующем высоте зондирования.

Наличие в спектральной плотности мощности рассеянного сигнала шумов и помех усложняет определение параметров сигнальной части спектра, вызывая смещение оценок доплеровского сдвига в сторону меньших абсолютных значений. Мощность, отраженная от наземных объектов, образующих земную помеху, обратно пропорциональна четвертой степени расстояния до них, в то время как мощность отражённых от атмосферных неоднородностей сигнала меняется обратно пропорционально квадрату расстояния

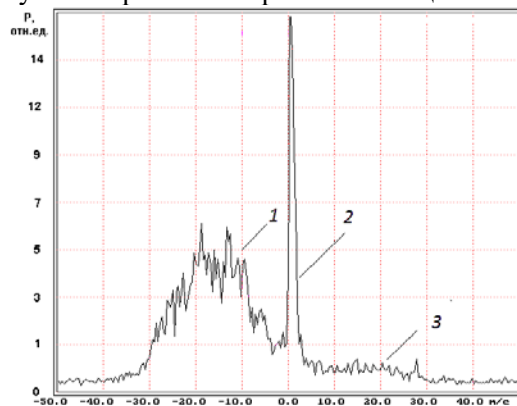


Рисунок 1

вследствие увеличения импульсного объема с ростом дальности [1]. Поэтому на высотах, приближающихся к максимальным высотам зондирования, влияние ЗП снижается. Для нижних высотных слоев, на которых начинается регистрация, мощность ЗП значительно превышает мощность сигналов, рассеянных турбулентными неоднородностями.

Модель сигнала на входе в радиолокационной станции вертикального зондирования

Сигнал на входе РЛС ВЗ формируется как отражение от совокупности элементарных «целей», сосредоточенных в пределах импульсного объема, ограниченного диаграммой направленности РЛС и пространственной протяженностью зондирующего импульса. Поскольку в импульсном объеме присутствует множество неоднородностей, то рассеянный сигнал представляет собой суперпозицию отдельных отражений от каждой неоднородности в отдельности.

Исследовались спектры рассеянных сигналов на малых и больших временах накопления рассеянного сигнала. При большом времени накопления форма спектра приближается к Гауссоиду. Для построения модели также исследовались параметры земной помехи что позволило создать модель отраженного сигнала от атмосферы и земной поверхности (рис. 2 а – время накопления энергии сигнала 4 с, б – 200 с).

Оценивание ширины спектра ЗП проводится путем анализа характеристик выборок рассеянных сигналов с нижних приземных высотных слоёв атмосферы. Проведенные исследования подтвердили соответствие гауссовой модели ЗП результатам измерений [2].

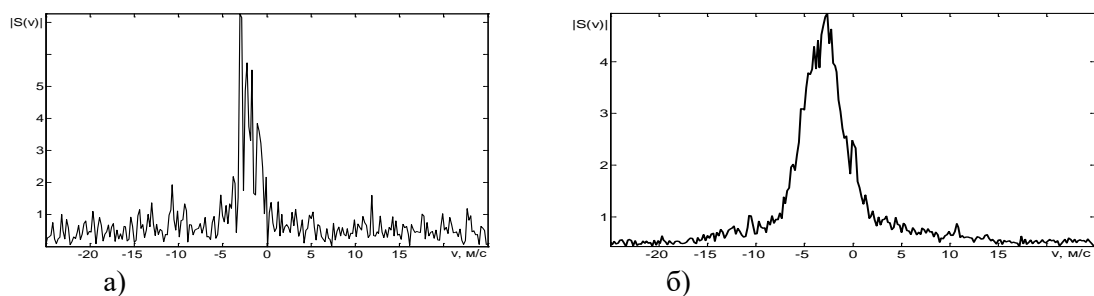


Рисунок 2

Методы оценки параметров спектров сигналов рассеянных на атмосферных неоднородностях

Информативными параметрами сигнала в системах дистанционного зондирования атмосферы являются первые три момента спектра: мощность рассеянного сигнала, доплеровский сдвиг, спектральная ширина. Смещение оценок информативных параметров возможно вследствие воздействия ЗП, тепловых шумов, помех промышленного и естественного происхождения. В зависимости от вида функции стоимости ошибок измерения [3], параметризация может быть реализована методом максимумов, методом моментов или методом наименьших квадратов.

Наиболее простым в реализации методом параметризации спектров сигналов рассеянных на атмосферных неоднородностях является метод максимума. Он подразумевает оценку центральной частоты по положению максимального пика спектра, и оценку спектральной ширины по количеству отсчетов, превысивших порог. Этот метод имеет существенный недостаток – чувствительность к мощным узкополосным помехам, которые могут быть приняты за полезный сигнал, и привести к промахам в оценке доплеровского сдвига.

Метод моментов заключается в оценивании моментов спектра случайного процесса по выборке:

$$P' = \sum_{i=1}^N y_i, \quad f_0' = \frac{1}{P'} \sum_{i=1}^N i \cdot y_i, \quad \sigma' = \sqrt{\frac{1}{P'} \cdot \sum_{i=1}^N y_i \cdot (i - f_0')^2}.$$

Мощные узкополосные помехи, например ЗП, приводят к смещению оценок скорости ветра, однако этот эффект для метода моментов выражен значительно слабее по сравнению с методом максимума.

Параметрические методы основаны на подборе параметров модели, при котором достигается минимум меры расхождения модельных данных с реальными. Наиболее распространенным методом из этой категории является метод наименьших квадратов (МНК). В МНК осуществляется минимизация функции (1):

$$e(f_0, \Delta f) = \sum_{i=1}^N [y(i) - g(i, f_0, \Delta f)]^2 \quad (1)$$

где g – применяемая модель. В качестве модели для МНК применяется функция Гаусса. Функция Гаусса имеет два параметра, которые определяют положение ее центра и ширину, то есть решение оптимизационной задачи непосредственно дает искомые результаты.

Алгоритмические методы подавления земной помехи в спектре рассеянного сигнала

Параметризация спектра сигнала производится после удаления ЗП из спектра рассеянного сигнала. Основными алгоритмическими методами подавления ЗП являются:

- замена участка спектра, примыкающего к нулевой частоте реализацией шума;
- формирование массива шаблонов ЗП путём усреднения большого числа спектров рассеянных сигналов для разных высот и направлений зондирования;
- применение режекторных фильтров, настроенных на подавление сигналов нулевой частоты.

Для подавления земной помехи наиболее эффективным из рассмотренных методов оказался метод вейвлет-фильтрации [4], основанный на разложении сигнала в базисе вейвлет-функции с последующим обнулением коэффициентов разложения, соответствующих помеховым составляющим. На рис. 4 приведены: 1-результаты вейвлет-разложения модели сигнала для случая модели сигнала без ЗП, 2- для случая модели сигнала с ЗП.

Для исследования эффективности работы алгоритмов подавления ЗП, был применен метод имитационного моделирования (1 – исходный профиль, 2 – без фильтрации, 3 – обнуление ЗП, 4 – адаптивный фильтр авторегрессионный фильтр, 5 – вейвлет-фильтр).

Наибольшую величину погрешностей можно наблюдать в случае отсутствия фильтрации ЗП, наименьшую – в случае применения вейвлет-фильтра.

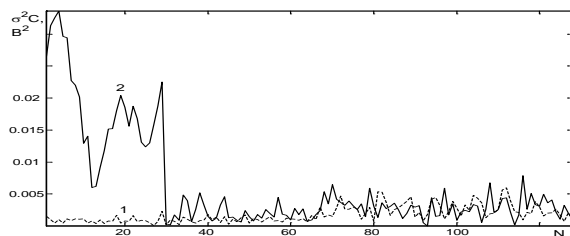


Рисунок 4

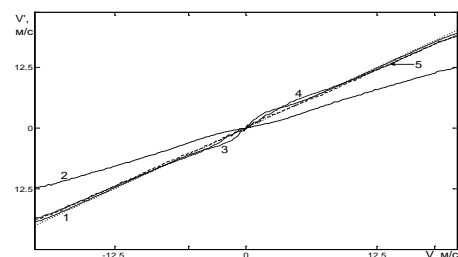


Рисунок 5

Краевые эффекты при параметризации спектров сигналов рассеянных атмосферными неоднородностями

Существенные погрешности могут вносить краевые эффекты обусловленные явлением подмены частот. Для устранения этого явления предложено применять представление спектра в полярных координатах в намотанном виде(рисунок 6). В этом случае модель спектра рассеянного сигнала имеет вид:

$$e(f_0, \Delta f) = \sum_{i=1}^N [y(i) - \frac{1}{2\pi} \cdot (1 + 2 \sum_{p=1}^K \rho^{p^2} \cdot \cos(p\theta))]^2$$

Использованы такие методы параметризации как метод моментов и метод наименьших квадратов для оценки скорости ветра. Применяя методы оптимизации можно найти соответствующие параметры спектра. Показаны зависимости среднего смещения скорости ветра от истинного значения (рисунок 7) , скорости ветра получены при различных соотношениях сигнал-шум и скорость выполнения операций в зависимости от размера выборок при различных методах параметризации. Лучше результаты показал циклический метод наименьших квадратов.

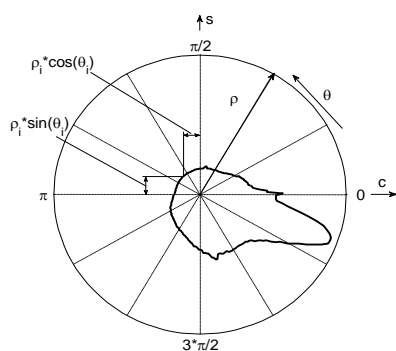


Рисунок 6

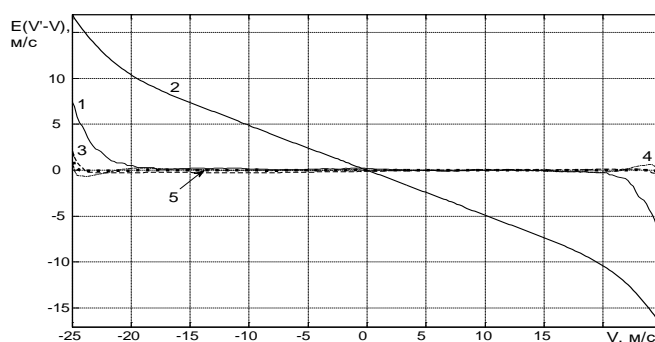


Рисунок 7

Здесь приняты следующие обозначения: 1 – метод максимума, 2 – метод моментов, 3 – циклический метод моментов, 4 – МНК, 5 – циклический МНК.

Выводы. Рассмотрены используемые в настоящее время методы оценки параметров спектра сигнала рассеянного от турбулентных неоднородностей, получаемых с помощью РЛС ВЗ. На основе разработанной модели сигнала методом имитационного моделирования исследованы характеристики точности результатов оценки скорости ветра. В результате анализа были определены основные причины искажения оценок скорости ветра и промахов измерений. Применение методов параметризации, использующих представление спектров в полярных координатах, позволяет устранить краевые эффекты.

Предложены мероприятия по снижению влияния краевых эффектов при параметризации спектров и мешающих отражений от земной поверхности.

Литература

1. Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли / под ред. Б. Л. Кащеева, Е. Г. Прошкина, М. Ф. Лагутина. – Харьков: ХНУРЭ, 2002. – 425 с. 2. J. Barrie Billingslay. Low-angle radar land clutter. Measurements and empirical models. / NY: William Andrew Publishing, 2002. – 719p. ISBN 0-85296-230-4. 3. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с. 4. Теория и практика вейвлет-преобразования. Воробьев В.И., Грибунин В.Г. СПб: ВУС, 1999. 204с..

О СИСТЕМНОМ ПОДХОДЕ К СОЗДАНИЮ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА

Перельгин Б.В.

Одесский государственный экологический университет
65016, Одесса, ул. Львовская, 15, тел. (0482) 32-67-38,

E-mail: b.perelygin@gmail.com

An analysis of the principles for the construction of existing radar meteorological networks. The necessity of a systematic approach to the construction of a radar system for meteorological monitoring is substantiated. The content of the principles of the system approach to the construction of the radar system for meteorological monitoring is formulated. The results of the simulation of the radar system of meteorological monitoring are presented.

Введение. Во многих странах существуют и успешно работают метеорологические радиолокационные сети. Исторически сложилось такое целеполагание в развитии радиолокационных метеорологических сетей, когда во главу угла ставилась одна, главная, цель (или несколько), достижение которой обеспечивало повышение безопасности людей и уменьшение материальных убытков, часто только в отдельно взятом регионе. На современном этапе развития метеорологических радиолокационных сетей, цель, сформулированная выше, каждый раз достигается за счет успешного решения одной задачи – задачи штормоповещения. То есть налицо процессный, а не системный подход к созданию сети. За последние семьдесят лет радиолокационные станции значительно усовершенствовались, обрели новые возможности. Однако, все созданные в мире метеорологические радиолокационные сети имеют главную задачу, или несколько главных задач, в том числе по регионам. И это при том, что современные средства радиолокации, обработки данных и системы связи позволяют не выделять главную задачу, а решать все возможные задачи, в том числе не по регионам, а по всей охваченной наблюдениями территории. При этом круг задач будет ограничен только потенциальными возможностями радиолокационных станций.

Актуальность. Наличие радиолокационной сети метеорологического мониторинга и правильное практическое использование информации этой сети значительно повышает качество прогнозирования состояния атмосферы оперативными подразделениями службы погоды. Например, Украина, к сожалению, в настоящее время такой сетью не обладает. Таким образом, решение задачи создания метеорологической радиолокационной сети является актуальным тем более, что решение задачи создания подобной сети на основании системного подхода превратит метеорологическую радиолокационную сеть в систему метеорологического радиолокационного мониторинга со всеми системными преимуществами.

Объект и предмет исследования. Объектом исследования является процесс радиолокационного метеорологического мониторинга. Предметом исследования являются радиолокационная система метеорологического мониторинга и результаты реализации системного подхода при ее создании.

Цель исследования

Цель исследования – обоснование необходимости системного подхода при создании радиолокационной системы метеорологического мониторинга.

Основная часть. Описание исследования и анализ его результатов

Созданные и функционирующие в настоящее время метеорологические радиолокационные сети являются одним из важных научно-технических достижений. Однако, следует отметить следующее не менее важное обстоятельство. Эти сети во всех странах создавались в районах наибольшей повторяемости опасных явлений. Это хорошо видно на примере созданной в США системе NEXRAD и в России системе МАРС. Вне всякого сомнения, что экономические аспекты при создании этих систем были на первом месте. Поэтому при обосновании размещения радиолокационных станций в системе МАРС учитывалось, что наиболее опасные явления возникают летом, когда для

надежного обнаружения летних кучевых облаков требуется невысокая плотность радиолокационных станций. Это привело создателей к решению об оптимальном расстоянии между станциями равном 300 км. Кроме того, было принято решение о сплошном перекрытии зон наблюдения метеорологических радаров основных промышленных и сельскохозяйственных районов и авиационных трасс с интенсивной грозовой деятельностью, остальная же территория прикрывалась дискретно. Создатели системы NEXRAD исходили из того обстоятельства, что высота нижней границы сплошного радиолокационного поля должна составлять 10 тысяч футов или около 3 км. Т.е. построенная ими сеть оптимизирована для целей получения данных о ведущем потоке при составлении прогнозов погоды синоптиками.

Из приведенного выше можно сделать следующий вывод. Создатели описанных сетей сознательно выбрали процессный подход при их построении. Они не ставили перед собой задачу построения метеорологической радиолокационной сети как большой системы для всеобъемлющего мониторинга. В атмосфере происходят процессы, выбраны некоторые из них, пусть и важные, и построена сеть, позволяющая обеспечить информацией об этих выбранных процессах. Радиолокационные станции в этих сетях работают, фактически, в автономном режиме и связаны друг с другом только информационно, по конечной информации. Для сохранения полноты информации им приходится осуществлять обзор всей полусферы зоны обзора или зоны наблюдения. И даже при таких условиях не обеспечивается полнота в смысле обзора всего требуемого пространства наблюдений. При этом управление мощностью зондирующего сигнала не производится из-за технических сложностей этого процесса и нарушения калибровки радиолокатора. В итоге получается нецелевое расходование энергии излучения в верхней части зоны наблюдения. И чем мощнее радиолокатор, тем больше расточительность.

Системный подход к построению радиолокационной системы метеорологического мониторинга подразумевает взаимодействие радиолокаторов друг с другом и со средой. Из всей окружающей среды выделяется пространство наблюдений, т.е. только та часть атмосферы, в которой находятся объекты и происходят явления, подлежащие радиолокационному мониторингу. Образованное метеорологическими радиолокационными станциями радиолокационное поле должно полностью охватывать пространство наблюдений, не делая никаких исключений, что обеспечит полноту информации. Но и далеко за пределы пространства наблюдений, в целях экономии энергии, радиолокационному полю выходить не следует.

Проведенный анализ позволил сформулировать содержание принципов системного подхода при создании радиолокационных систем метеорологического мониторинга. Они следующие.

1. Изучение характеристик протекающих над территорией гидрометеорологических процессов, подлежащих радиолокационному мониторингу.
2. Определение пространственных характеристик области атмосферы, из которой необходимо получать данные о гидрометеорологических процессах и явлениях, подлежащих радиолокационному мониторингу (определение пространства наблюдений).
3. Определение временных характеристик для данных, получаемых о гидрометеорологических процессах и явлениях, подлежащих радиолокационному мониторингу.
4. Выявление требований будущих потребителей к радиолокационной информации о гидрометеорологических процессах, подлежащих радиолокационному мониторингу.
5. Проведение районирования территории пространства наблюдений с радиометеорологической точки зрения для определения наиболее эффективных длин волн метеорологических радаров для мониторинга гидрометеорологических процессов в различных регионах.
6. Определение потребной конфигурации радиолокационного поля, накрывающего пространство наблюдений.

7. Моделирование расстановки метеорологических радиолокационных станций на местности, позволяющей реализовать радиолокационное поле потребной конфигурации, покрывающей пространство наблюдений, и с заданными пространственными и временными характеристиками.
8. На основании исследований по предыдущим пунктам предъявление общих требований к метеорологическим радиолокационным станциям, формирующим потребное радиолокационное поле.
9. Разработка тактико-технических требований к метеорологическим радиолокационным станциям, формирующим потребное радиолокационное поле.
10. Совместно с заказчиком подготовка исходных данных для технического проекта создания радиолокационной системы метеорологического мониторинга.
11. Разработка технического проекта создания радиолокационной системы метеорологического мониторинга.
12. Реализация технического проекта создания радиолокационной системы метеорологического мониторинга.

В процессе исследований изучена динамика некоторых опасных процессов, протекающих в атмосфере, которая может быть настолько высока, что существующие принципы механического радиолокационного сканирования окружающего пространства не позволяют обнаружить эти опасные процессы и распознать их из-за большой длительности процедуры сканирования. Поэтому в метеорологических радиолокационных станциях могут применяться в качестве антенн многолучевые антенны или фазированные антенные решетки. В зависимости от места установки метеорологической радиолокационной станции фазированные антенные решетки могут быть с электронным сканированием по углу места и механическим вращением по азимуту, а в районах с высокой вероятностью процессов вертикального развития, порождающих опасные явления погоды, следует использовать фазированные антенные решетки с электронным сканированием как по углу места, так и по азимуту. Эти меры позволяют оперативно обеспечить потребителя информацией о быстроразвивающихся опасных метеорологических процессах. Результатом исследований явились требования к качеству получаемой информации: верхняя граница получения информации – 22...25 км, нижняя граница получения информации – 0,3...0,5 км, при мониторинге туманов нижняя граница – 0,05 км; пространственная разрешающая способность в горизонтальной плоскости – 1...2 км, а в вертикальной плоскости – 0,5...1 км.

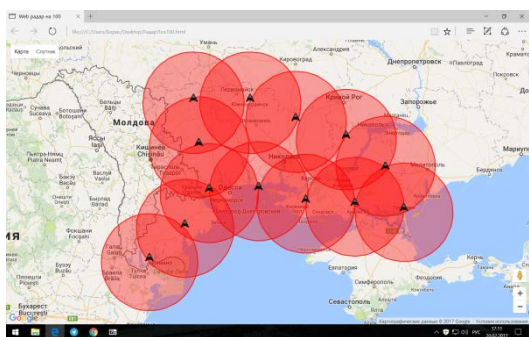
Проведенное с точки зрения радиометеорологии районирование территории позволяет выработать требования к частотным характеристикам радиолокационного поля.

Из подобного анализа становится понятно, что для полноценного исследования атмосферного пространства в рамках климатического (основа мониторинга климата) и синоптического (основа оперативного гидрометеорологического обеспечения) мониторинга с удовлетворением заданных показателей качества информации желательным является использование двух длин волн: $\lambda=5...6$ см и $\lambda=10,0$ или 3,0 см. Первая длина волны ($\lambda=5...6$ см) отвечает рекомендациям Всемирной метеорологической организации и обеспечивает однородность получаемой радиолокационной информации по всей территории страны при присоединении к глобальной сети наблюдений. Это позволит проводить сравнительный анализ с результатами радиолокационных наблюдений других стран. Вторая длина волны ($\lambda=10,0$ или 3,0 см) дает возможность обрабатывать быстротекущие и локальные процессы вертикальной конвекции, имеющие катастрофические последствия в районах, где эти процессы протекают и представляют наибольшую опасность. Таким образом, в этих районах желательно иметь двухканальную метеорологическую радиолокационную станцию, работающую на длинах волн 5...6 см и 10 или 3 см. В районах аэропортов, морских портов желательно использование многофункциональных многодиапазонных радиолокационных станций с обязательной дополнительной длиной волны $\lambda=0,8$ см или 3 см для мониторинга всей толщи

тропосферы на предмет обнаружения кристаллических облачных образований, туманов. Кроме того, такой радар может обнаруживать неустойчивый сдвиг ветра при локальных конвективных процессах, являющийся опасным для авиации. Таким образом, в этих районах желательно иметь или трехканальную метеорологическую радиолокационную станцию, работающую на длинах волн 0,8; 5...6 и 10 или 3 см или двухканальную метеорологическую радиолокационную станцию, работающую на длинах волн 0,8 или 3 см и 5...6 см. Остальную территорию страны достаточно оснастить одноканальными метеорологическими радиолокационными станциями, работающими в автоматическом режиме с рабочей длиной волны 5...6 см.

Проведенный анализ вариантов построения радиолокационного поля показал, что наиболее рациональным является вариант расстановки радиолокаторов в вершинах шестиугольников с заведомым 50% наложением зон наблюдения двух соседних радиолокаторов и с ограничением подъема луча диаграммы направленности радиолокатора на угол не более 27 градусов. Это обеспечит беспровальную верхнюю границу радиолокационного поля на высоте около 25 км. Расстояние между радиолокаторами для обеспечения нижней беспровальной границы поля на высоте 500 м должно быть не больше 100 км. Подобная конфигурация поля как раз полностью покрывает пространство наблюдений с минимальной энергетической избыточностью, местами до высоты примерно 50 км. На рис. 1 приведен результат моделирования приведенного выше варианта построения для северо-западного и степного Причерноморского региона (а – двумерное отображение наложенных друг на друга зон обзора радаров, образующих единую зону наблюдения, б – трехмерное отображение тех же зон, покрывающих пространство наблюдений).

На основании предложенного выше варианта построения радиолокационного поля вполне возможно осуществить предъявление требований к облику и тактико-техническим характеристикам метеорологических радиолокационных станций.



а



б

Рис. 1

Выводы

Проведенные исследования показали, что применение системного подхода к созданию метеорологической радиолокационной системы мониторинга позволяет получить системный эффект в виде экономного расходования энергии зондирующего излучения, оптимального покрытия радиолокационным полем пространства наблюдений без ухудшения при этом показателей качества информации. При системном построении системы мониторинга исчезает понятие радиогоризонта, уменьшается влияние крупномасштабного рельефа местности, снижается воздействие осадков на возможности мониторинга. Уменьшение потребной дальности действия метеорологической радиолокационной станции улучшает пространственную разрешающую способность внутри системы и позволяет резко понизить импульсную мощность зондирующего излучения, что уменьшит опасность системы для человека, т.е. системный подход в значительной мере позволяет ослабить ограничения, присущие радиолокационному методу получения метеорологической информации.

ЄМНІСНИЙ MEMS –МІКРОФОН З МАТРИЧНИМ РУХОМИМ ЕЛЕКТРОДОМ

Таранчук А.А, Підченко С.К.

Хмельницький національний університет

29016, Хмельницький, вул. Інститутська, 11, каф. ТКІТ, тел. (0382) 2-20-43,

E-mail: allatr@ukr.net

The principles of constructing a new capacitive type MEMS microphone with a matrix movable electrode are considered. The electric equivalent chart of MEMS microphone is presented on the basis of acoustic chamber and nine movable membranes. Dependence of mechanical structural parameters of electrostatic converter MEMS microphone is set by on the electric parameters of his equivalent scheme.

На теперішній час створюється основа для побудови нових типів пристроїв формування та обробки електричних і акустичних сигналів, до числа яких відносяться акустичні датчики або ємнісні мікроелектромеханічні мікрофони (КММ) [1]. Завдяки своїй високій функціональності, компактних розмірів та низької ціни ємнісні MEMS-мікрофони займають провідне місце у виробництві телекомунікаційних пристроїв. Їх високі акустоелектричні характеристики, властиві конденсаторним мікрофонам створюють перспективу широкого використання в акустиці та вимірювальній техніці. Акустичні датчики конструюються за аналогією з вухом людини і їх основною особливістю – є наявність повітряної камери під електростатичним перетворювачем [2].

Схемотехнічна конструкція чутливого елемента мікрофона з матричним рухомим електродом (МРЕ), яка складається з дев'яти круглих мембран і акустичної камери та його еквівалентна схема наведені на рис. 1 та рис. 2 відповідно.

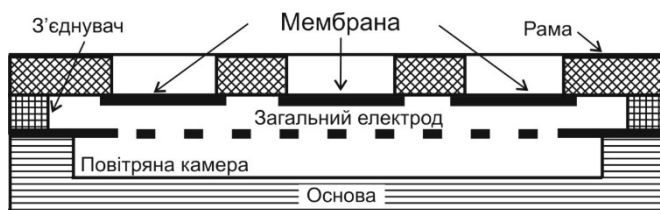


Рис.1. Принцип роботи ємнісного мікрофона на базі MEMS - технології

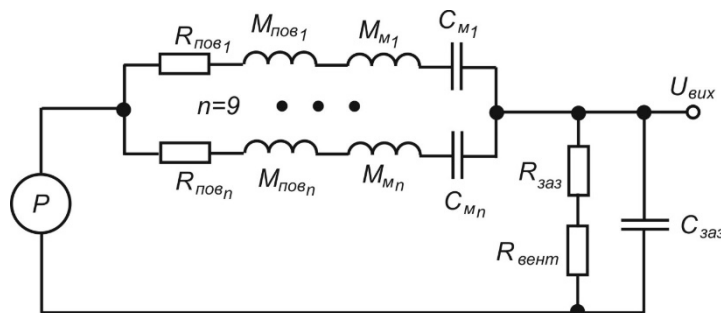


Рис. 2. Еквівалентна схема мікрофона

У відповідності до рис. 2, повний еквівалентний опір може бути записаний у вигляді:

$$Z_{екв}(j\omega) = \frac{1}{n} \left(R_{пов} + j\omega(M_{пов} + M_м) + \frac{1}{j\omega C_м} \right) + \frac{R_{заз} + R_{вент}}{1 + j\omega(R_{заз} + R_{вент})C_{заз}}, \quad (1)$$

де $n=9$ – кількість мембран; $R_{пов}$ – опір повітря; $M_{пов}$ – маса повітря; $M_м$ – маса діафрагми; $C_м$ – піддатливість маси мембрани; $R_{заз}$ – в'язкий опір повітря в зазорі,

$$R_{заз} = \frac{\prod_{i=1}^n R_i}{\sum_{j=1}^n \frac{\prod_{i=1}^n R_i}{R_j}}, \quad (2)$$

де R_i – механічний опір i -го конденсатора, що утворений i -ою мембраною та загальним електродом; $R_{вент}$ – втрати за рахунок деаерації; $C_{заз}$ – ємність зазору; $C_{заз} = \sum_{i=1}^n C_i$, C_i – ємність зазору між i -ою мембраною та загальним електродом.

Акустичні складові еквівалентної схеми можуть бути визначені виразами:

$$M_m = \frac{\rho}{3h\pi R^2}, \quad (3)$$

де ρ – щільність матеріалу мембрани; h – товщина мембрани;

$$M_{нов} = \frac{8\rho_{нов}}{3\pi^2 R}, \quad (4)$$

де $\rho_{нов}$ – щільність повітря;

$$C_m = \frac{\pi R^6 (1 - \nu^2)}{16Eh^3}, \quad (5)$$

де ν – коефіцієнт Пуассона, E – модуль Юнга матеріалу мембрани;

$$C_i = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 S_m}{d_{роб,i}}; \quad (6)$$

$$R_{вент} = \frac{128\mu L_{эф}}{\pi D^4}, \quad (7)$$

де $L_{эф}$ – ефективна довжина каналу, D – гідравлічний діаметр; μ – в'язкість повітря.

Чутливість мікрофона може бути визначена наступним виразом:

$$S(j\omega) = \frac{U_{вих}}{P} = \sum_{i=1}^n \frac{U_{кер,i} S_m}{d_{роб,i} j\omega Z_{екв}} = \sum_{i=1}^n \frac{U_{кер,i} \pi R^2}{d_{роб,i} j\omega Z_{екв}}, \quad (8)$$

де $U_{вих}$ – напруга на виході; P – акустичний тиск; $U_{кер,i}$ – рівень керованої напруги для i -ої мембрани; $d_{роб,i}$ – повітряний зазор між i -ою мембраною та загальним електродом; S_m – площа мембрани; R – радіус мембрани.

Таким чином, запропонований новий тип ємнісного мікрофона, який створений на базі електростатичного МЕМС - перетворювача з МПЕ та відрізняється від існуючих низьким рівнем шумів та високою чутливістю. Встановлені, в роботі, залежності конструктивних параметрів електростатичного перетворювача з електричними параметрами його еквівалентної схеми треба враховувати на етапі проектування даних акустичних пристроїв.

Література

1. C. Leinenbach, K.V. Teeffelen, F. Laermer, H. Seidel, "New Capacitive Type MEMS Microphone", Proc. 23rd Int. Conf. on Micro Electro Mechanical System, pp. 659-661, Jan. 24–28, 2010.
2. J.W. Weigold, T.J. Brosnihan, J. Bergeron, X. Zhang, "A MEMS Condenser Microphone For Consumer Applications", Proc. 19th Int. Conf. on Micro Electro Mechanical System, pp. 86-89, Jan. 22–26, 2006.

РЕЛЕЙНЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ

Пиза Д.М., Семенов Д.С., Мороз Г.В.

Запорожский национальный технический университет,
69063, г. Запорожье, ул. Жуковского, 64, каф. радиотехники и телекоммуникаций, тел.
(061)764-46-62,

E-mail: dpiza@zntu.edu.ua

The report is devoted to the research of the process of formation of weight coefficients and evaluation of the effectiveness of various versions of autocompensators with a relay method for calculating the correlation moment. This actual problem was solved by the simulation. In the course of the research it was found that when forming the weight coefficients, when the relay function is generated by the output signal of the autocompensator, the compensation efficiency is substantially reduced. A new method of forming weight coefficients was proposed, in which the relay function is generated by the signal from the compensation channel. In this case, the process of adaptation of the parameters for autocompensators is stabilized, and the value of the suppression coefficient tends to its potential value, which is determined by the multiplying method of estimating the correlation moment.

Введение. Анализ характеристик и параметров существующих средств радиопротиводействия, имеющихся на международных рынках, в частности системы AN/ALQ-161, позволяет сделать вывод о высокой интеллектуализации аппаратуры создания активных шумовых помех (АШП). Так, в режиме разделения времени импульсные радиолокационные станции (РЛС) могут быть подавлены путем концентрации мощности передатчика помех на временном интервале, соизмеримым с длительностью импульса РЛС [1]. Длительность «кадра» помех во времени может составлять 10% интервала повторения импульсов РЛС. Управление мощностью передатчика кроме концентрации мощности на интервале приема отраженного сигнала подавляемой РЛС изменяет структуру АШП – она становится нестационарной. Поэтому скорость сходимости процессов адаптивной настройки систем компенсации помех в современных условиях является достаточно актуальной.

Объектом исследования являются автокомпенсаторы АШП с релейным методом формирования весовых коэффициентов.

Предметом исследования являются процессы адаптации весовых коэффициентов.

Цель работы состоит в исследовании эффективности автокомпенсаторов помех с релейным методом формирования весовых коэффициентов.

Постановка задачи. В широко известных автокомпенсаторах активных шумовых помех при формировании весовых коэффициентов используется множительный метод оценки корреляционного момента [2]. Однако при малом уровне АШП скорость сходимости процессов адаптивной настройки системы компенсации помех существенно уменьшается. Это объясняется уменьшением длительности шагов итерационной процедуры самонастройки, используемой в автокомпенсаторах. В работе [3] предложен релейный метод, при котором процедура адаптации весовых коэффициентов в автокомпенсаторе становится более динамичной.

Задача, решаемая в представленной работе, состоит в анализе процесса формирования весовых коэффициентов и оценке эффективности компенсации помех при различных вариантах построения автокомпенсатора помех с релейным методом вычисления корреляционного момента.

Основная часть. Известно, что при множинном методе формирования весовых коэффициентов комплексное значение весового вектора \dot{W}_j определяется следующим выражением [2]:

$$\dot{W}_j = \overline{\mu \dot{X}_\Sigma \dot{X}_k^*}, \quad (1)$$

где μ - скалярная величина, определяющая скорость сходимости; \dot{X}_Σ - комплексное значение помехи на выходе автокомпенсатора, \dot{X}_k^* - комплексно-сопряженное значение помехи на компенсационном входе.

При этом помеховый сигнал на выходе автокомпенсатора \dot{X}_Σ представляется в следующем виде:

$$\dot{X}_\Sigma = \dot{X}_0 - \dot{W}\dot{X}_k, \quad (2)$$

где \dot{X}_0 - комплексное значение помехи на основном входе автокомпенсатора.

При цифровой квадратурной обработке составляющие весовых коэффициентов определяются следующей итерационной процедурой:

$$W'_M[n] = W'_M[n-1] + \mu\{X'_\Sigma[n]X'_k[n] + X''_\Sigma[n]X''_k[n]\} = W'_M[n-1] + \Delta W'_M[n]; \quad (3)$$

$$W''_M[n] = W''_M[n-1] + \mu\{X''_\Sigma[n]X'_k[n] - X'_\Sigma[n]X''_k[n]\} = W''_M[n-1] + \Delta W''_M[n]. \quad (4)$$

Здесь $\Delta W'_M[n]$ и $\Delta W''_M[n]$ длительность шага квадратурных составляющих весовых коэффициентов на n -ной итерации при множительном методе оценки корреляционного момента.

Анализ уравнений (3) и (4) показывает, что вторые слагаемые, представляющие собой длину шагов самонастройки $\Delta W'_M[n]$ и $\Delta W''_M[n]$, зависят от амплитуды значений временных отсчетов сигналов $X'_\Sigma[n]$ и $X'_k[n]$. Следовательно, формирование весовых коэффициентов при реализации множительного метода вычисления корреляционного момента в (1) приводит к удлинению процесса адаптации автокомпенсатора при малых уровнях помехи. Это существенно снижает эффективность адаптивных фильтров в условиях воздействия нестационарных помех.

В монографии [3] с целью уменьшения объема оборудования при реализации и увеличения скорости сходимости процесса адаптации автокомпенсатора предложен следующий алгоритм формирования весовых коэффициентов:

$$\begin{aligned} W'_{p1}[n] &= W'_{p1}[n-1] + \mu\{X'_k[n]\text{sgn } X'_\Sigma[n] + X''_k[n]\text{sgn } X''_\Sigma[n]\} \\ &= W'_{p1}[n-1] + \Delta W'_{p1}[n], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} W''_{p1}[n] &= W''_{p1}[n-1] + \mu\{X'_k[n]\text{sgn } X''_\Sigma[n] - X''_k[n]\text{sgn } X'_\Sigma[n]\} \\ &= W''_{p1}[n-1] + \Delta W''_{p1}[n], \end{aligned} \quad (6)$$

где sgn – релейная функция.

Для анализа процесса адаптивной настройки автокомпенсатора и оценки эффективности компенсации помех в соответствии с выражениями (2), (5) и (6) была создана имитационная модель. Разработанная имитационная модель позволяла также выполнить оценку упомянутых характеристик для релейного метода, предложенного авторами в процессе исследований. Отличия предложенного метода состояло в использовании релейной функции по помеховому сигналу, действующему в компенсационном канале автокомпенсатора. При этом формирование весовых коэффициентов выполнялось по следующему алгоритму:

$$\begin{aligned} W'_{P_2}[n] &= W'_{P_2}[n-1] + \mu \{ X'_\Sigma[n] \operatorname{sgn} X'_k[n] + X''_\Sigma[n] \operatorname{sgn} X''_k[n] \} \\ &= W'_{P_2}[n-1] + \Delta W'_{P_2}[n], \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} W''_{P_2}[n] &= W''_{P_2}[n-1] + \mu \{ X''_\Sigma[n] \operatorname{sgn} X'_k[n] - X'_\Sigma[n] \operatorname{sgn} X''_k[n] \} \\ &= W''_{P_2}[n-1] + \Delta W''_{P_2}[n]. \end{aligned} \quad (8)$$

Анализ эффективности автокомпенсаторов, формирующих весовые коэффициенты по релейному методу, проведен с использованием имитационной модели. Моделирование проведено путем количественной оценки зависимости коэффициента подавления K_n от количества выборок n помеховых сигналов, поступающих на входы автокомпенсатора. В качестве помехи использовался шумовой сигнал с гауссовским распределением случайной амплитуды при отношении помеха/собственный шум, равным 40 дБ. Результаты моделирования показаны на рис. 1. Кривыми 1 и 2 показаны зависимости коэффициента подавления помехи от количества выборок, поступающих на входы автокомпенсатора при использовании алгоритмов (7), (8) и (5), (6), соответственно. Из рисунка следует, что алгоритм, описанный уравнениями (5) и (6), существенно проигрывает алгоритму (7), (8). Вероятная причина состоит в том, что использование релейной функции по выходному сигналу автокомпенсатора не позволяет уменьшать шаги самонастройки при его адаптации.

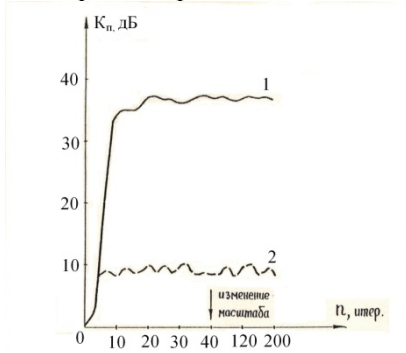


Рис. 1

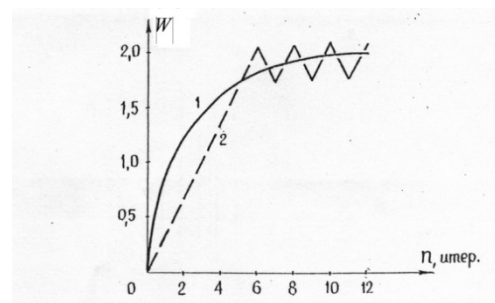


Рис. 2

Для анализа переходных процессов при различных вариантах использования релейной функции на входы модели автокомпенсатора подавались детерминированные сигналы типа единичного скачка, равные $X'_0 = X''_0 = 0,7$; $X'_k = -0,35$; $X''_k = 0,35$. На рис. 2 представлена зависимость модуля весового коэффициента от количества выборок.

Кривая 1 характеризует процесс формирования весового коэффициента при использовании релейной функции по сигналу, действующему в компенсационном канале X_k . Кривая 2 – по сигналу, действующему на выходе автокомпенсатора X_Σ . Очевидно, что в первом случае шаги самонастройки по мере приближения к оптимальному значению постепенно уменьшаются (за счет уменьшения X_Σ), что позволяет достаточно близко «подойти» к оптимальному значению весового коэффициента, равному 2,0. Это позволяет преодолеть ограничение, возникающее во втором случае при использовании релейной функции по сигналу X_Σ . Следствием этого ограничения является наличие релаксационных колебаний модуля весового коэффициента после шестой итерации на кривой 2. Подтверждением приведенных результатов являются полученные зависимости величины шага самонастройки от количества выборок, поступающих на входы формирователя весовых коэффициентов. Такие результаты моделирования приведены на рис. 3 для алгоритма (5), (6) и на рис. 4 для алгоритма (7) и (8).

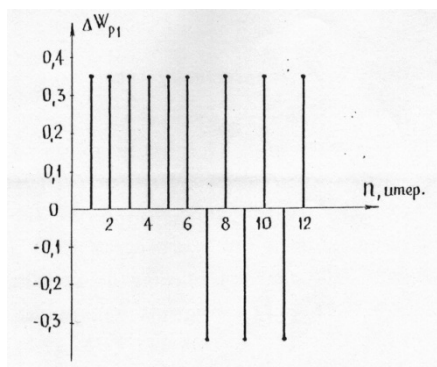


Рис. 3

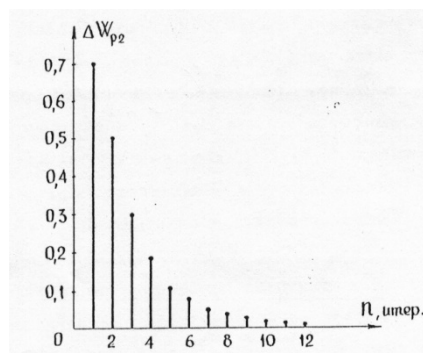


Рис. 4

Очевидно, что в первом случае величина шагов в процессе самонастройки не изменяется, а во втором случае по мере приближения весового коэффициента к оптимальному значению величина шагов уменьшается. Это позволяет получить более высокие характеристики как по подавлению АШП, так и по скорости сходимости процесса адаптивной настройки системы компенсации помех в предложенном релейном методе формирования весовых коэффициентов.

При проведении дальнейших исследований авторы доклада планируют провести сравнительный анализ характеристик предложенного релейного метода построения автокомпенсатора с множительным методом с учетом погрешностей вычисления корреляционных функций релейным методом, полученных в [4].

Выводы. Проведен анализ переходных процессов известного автокомпенсатора помех с релейным методом формирования весовых коэффициентов, в котором релейная функция формируется по выходному сигналу, поступающему в цепь корреляционной обратной связи. В результате имитационного моделирования установлено, что при самонастройке автокомпенсатора возникают релаксационные колебания в окрестности оптимального значения весовых коэффициентов. Причиной возникновения колебаний является постоянство длительности шагов адаптации в процессе формирования весовых коэффициентов. При этом коэффициент подавления при отношении помеха/собственный шум, равном 40 дБ, составил около 10 дБ.

В процессе исследований предложен новый метод формирования весовых коэффициентов, в котором релейная функция формируется по сигналу компенсационного канала, поступающего в цепь корреляционной обратной связи. В результате моделирования установлено, что в этом случае по мере приближения весового коэффициента к его оптимальному значению, длительность шагов адаптации уменьшается. В результате, при отношении помеха/собственный шум, равном 40 дБ, коэффициент подавления составил 36 дБ, что выгодно отличает предложенный метод по сравнению с известным.

Литература:

1. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства/ Под ред. Ю.М. Перунова. В 4-х книгах. Кн.2: Системы радиоэлектронной борьбы. – М.: "Радиотехника", 2010.- 352с.
2. Теоретические основы радиолокации [Текст]: учеб. пособие для вузов / Я.Д. Ширман, В.Н. Голиков, И.Н. Бусыгин и др.; под общ. ред. Я.Д. Ширмана. М.: Сов. радио, 1970. – 560 с.
3. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации [Текст]/В.А. Лихарев – М.: Сов. радио, 1973. – 456 с.
4. Грибанов Ю.И. Автоматические цифровые корреляторы [Текст]/ Ю.И. Грибанов, Г.П. Веселова, В.Н. Андреев – М.: Энергия, 1971. – 240 с.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭКСПЕРТИЗЫ И АРХИТЕКТУРНО-СТРОИТЕЛЬНЫХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ ЗРИТЕЛЬНЫХ ЗАЛОВ НА ПРИМЕРЕ ДРАМАТИЧЕСКОГО ТЕАТРА НА 500 МЕСТ

Порошин С.М., Усик В.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2, каф. Мультимедийных информационных технологий и систем, тел. (057) 707-69-97

e-mail: usik.viktory@gmail.com

The report shows the main results of the first two stages of the acoustical examination of the premises by the example of a dramatic theater with 500 seats. The analysis of existing architectural and construction decisions is made and recommendations are developed for the third stage of the examination.

Постановка задачи. Задача создания оптимальных акустических условий в помещении в целом, в зависимости от его назначения, и на каждом зрительском месте, подразумевает выполнение рекомендаций, направленных на создание и оптимизацию звукового поля в помещении.

Акустические свойства помещения определяются следующими факторами: объемом и формой помещения; количеством и наличием публики; размерами, формой, конструкциями ограждающих поверхностей; применяемых материалов отделки поверхности помещения и распределение их на поверхностях помещения.

Все перечисленные акустические свойства, в той или иной степени, взаимосвязаны с объективными и субъективными критериями оценки акустики помещения, такими как: гулкость-жизненность; пространственность; различимость и ясность; разборчивость; громкость; теплота; отсутствие эха.

На каждом зрительском месте необходимо сформировать оптимальную структуру реверберационного процесса. Реверберационный процесс на зрительском месте условно разделяется на два участка;

– ранний участок, для которого еще несправедливо условие диффузности поля, и поэтому для его формирования важна последовательность прихода дискретных отражений, время их прихода, а также направление прихода. Для формирования этого участка используется геометрическая теория, позволяющая проектировать ограждающие конструкции требуемой формы.

– завершающий участок реверберационного процесса, для которого уже справедливо понятие диффузности поля, а значит, для оценки используется статистическая теория распространения звука в помещении. Для формирования этого участка важна не только форма ограждающих поверхностей, но и использование соответствующих материалов отделки помещения и их распределение по поверхностям.

Таким образом, задачу акустической экспертизы можно разделить на три этапа:

- этап проверки существующих архитектурно-строительных решений внутренних поверхностей помещения, с целью выявления фокусирующих звуковые лучи поверхностей (снижающих диффузность поля), а также получение частотной зависимости времени реверберации и сравнения с оптимальным временем реверберации;

- этап выработки рекомендаций, с целью повышения диффузности звукового поля и обеспечения оптимальной структуры реверберационного процесса (этап создания технического задания на разработку конструкций ограждающих поверхностей);

- этап акустического моделирования помещения с рекомендуемыми отделочными материалами и рекомендуемыми в техническом задании ограждающими поверхностями.

Основная часть. Основой для выполнения акустической экспертизы являются чертежи разрезов и планов помещения, предоставленных заказчиком.

Исходные данные драматического театра на 500 мест:

– общий воздушный объем зрительного зала – 4980 м³;

– количество посадочных мест в зрительном зале – 500;

- средняя высота зала над зрительском местом – 10 м;
- присутствует балкон на высоте +6.200 (отметка пола первого ряда балкона):
- высота просвета между зрительскими местами и балконом – 3,3 м;
- высота между верхним рядом зрительских мест на балконе и потолком зрительного зала – 4 м.

Статистическая теория.

Одним из основных критериев оценки акустики помещения является частотная зависимость времени реверберации в помещении. Полученная частотная зависимость времени реверберации сравнивается с оптимальным временем реверберации T_{500} , а также с допустимыми отклонениями времени реверберации от оптимального значения

Для драматических театров оптимальное время реверберации рассчитывают по формуле

$$T_{500} = 0,37 \cdot \lg(V) - 0,1 = 1,26c ,$$

где V – объем помещения, m^3 .

Количество зрительских мест в зале зависит от объема зала и назначения зала, а именно от удельного объема воздушного пространства, приходящегося на одного зрителя в зависимости от назначения зала.

Удельный воздушный объем на одно зрительское место в залах музыкально-драматических театров должен составлять – 5-7 m^3 .

Таким образом, удельный воздушный объем на одно зрительское место должен составлять в среднем - 6 m^3 . Зная объем зрительского зала, получают рекомендуемое количество зрительских мест в зале

$$\frac{4980m^3}{6m^3} = 830\text{мест.}$$

Однако, в проектируемом зале предложено 500 мест. Т.е. на каждого слушателя приходится 9,96 m^3 удельного воздушного объема помещения, что может привести повышению гулкости восприятия музыкального материала и снижению ясности и разборчивости речевого материала.

Расчет частотной зависимости времени реверберации проводят с использованием статистической теории распространения звука в помещении (рис.1).

Анализ полученной частотной зависимости времени реверберации позволяет сделать следующие выводы:

- превышение времени реверберации на низких частотах, по сравнению со среднечастотным значением, более чем в 2 раза крайне негативно скажется на общем восприятии речевого и музыкального материала (резко снизится ясность речевого материала (C_{50}) и различимость и ясность музыкального материала (C_{80}), появится гулкость).

Вероятные причины подобного явления – отсутствие специальных мер при обработке сценической коробки (выбор и размещение материалов на ограждающих поверхностях сценической коробки), завышенное значение удельного объема воздуха, приходящегося на зрительское место.

- Время реверберации в области средних частот находится значительно ниже допустимых пределов отклонения времени реверберации, что приведет к тому, что звуковой контент как речевой, так и музыкальный будет восприниматься "сухим" или "пустым".

Возможные причины – излишнее количество звукопоглощающих панелей KNAUF-Acoustic (ППГЗ-C2-12/25) и DECOR ACOUSTIC (акустические панели из шпонированного MDF, ECPHON) в зрительском зале, расположенных на потолке, стенах и ограждениях балкона.

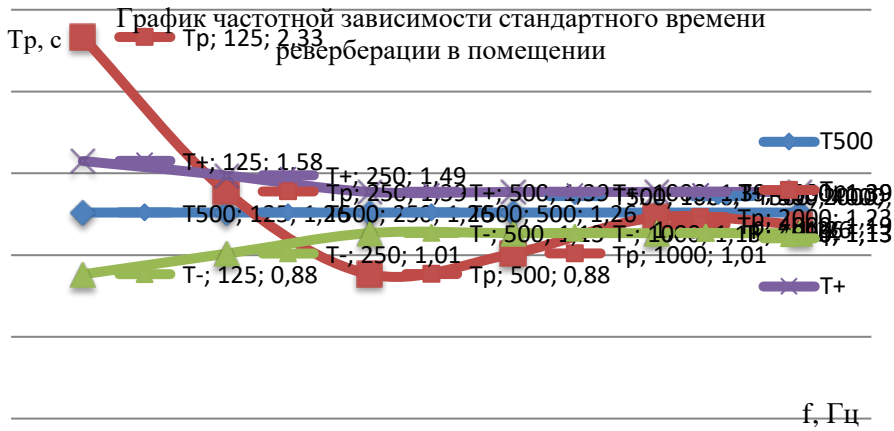
- Повышение времени реверберации на высоких частотах по сравнению со средними частотами (при условии учета звукопоглощения в воздухе).

Возможные причины – использование звукопоглощающих материалов с холмообразной зависимостью коэффициентов звукопоглощения.

Эквивалентная площадь звукопоглощения
Общий фонд звукопоглощения

№ п/п	Площадь, м ²	Коэфф. α	Эквивалентная площадь звукопоглощения, м ² (в частотах)											
			125 Гц		150 Гц		200 Гц		250 Гц		500 Гц		1000 Гц	
			а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁
1	201,76	0,12	24,21	0,40	120,60	1,00	201,76	0,70	141,23	0,40	112,70	0,40	112,70	
2	370,4	0,10	37,04	0,40	148,16	1,10	407,84	1,10	448,58	0,40	148,16	0,40	148,16	
3	550,3	0,12	66,04	0,40	220,12	1,00	550,30	0,70	385,21	0,40	220,12	0,40	220,12	
4	670,0	0,09	60,30	0,40	268,00	0,31	208,70	0,36	185,40	0,37	177,10	0,37	177,10	
5	577,0	0,12	69,24	0,10	57,70	0,05	38,82	0,07	31,04	0,07	26,79	0,07	26,79	
6	7,32	0,10	0,73	0,11	0,77	0,10	0,73	0,07	0,54	0,06	0,44	0,07	0,44	
7	19,10	0,10	1,91	0,10	1,91	0,10	1,91	0,07	1,34	0,06	1,14	0,07	1,14	
8	19,10	0,10	1,91	0,10	1,91	0,10	1,91	0,07	1,34	0,06	1,14	0,07	1,14	
9	117,61	0,09	10,58	0,08	9,41	0,31	30,67	0,36	30,61	0,37	31,59	0,37	31,59	
10	17,16	0,10	1,72	0,40	6,86	1,10	18,88	0,10	1,72	0,40	6,86	0,10	1,72	

№ п/п	Площадь, м ²	Коэфф. α	Эквивалентная площадь звукопоглощения, м ² (в частотах)											
			125 Гц		150 Гц		200 Гц		250 Гц		500 Гц		1000 Гц	
			а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁	а	а ₁
11	217,41	0,20	43,48	0,40	86,96	1,00	217,41	0,70	152,19	0,40	86,96	0,40	86,96	
12	25,11	0,10	2,51	0,10	2,51	0,05	1,26	0,06	1,26	0,06	1,26	0,07	1,26	
13	61,44	0,01	0,61	0,01	0,61	0,01	0,61	0,01	0,61	0,01	0,61	0,01	0,61	
14	120,44	0,16	19,27	0,11	13,25	0,10	12,04	0,11	13,25	0,11	13,25	0,11	13,25	
15	470,13	0,16	75,22	0,11	51,81	0,10	47,01	0,11	51,81	0,11	51,81	0,11	51,81	
16	194,31	0,09	17,49	0,05	9,72	0,10	19,43	0,05	9,72	0,10	19,43	0,10	19,43	
17	123,4	0,16	19,74	0,11	13,58	0,10	12,34	0,11	13,58	0,11	13,58	0,11	13,58	



T_{500} - оптимальное время реверберации; T_p -стандартное время реверберации; T_- - нижняя граница предельных отклонений; T_+ - верхняя граница предельных отклонений

Рис. 1 – Частотная зависимость стандартного времени реверберации
Проверка архитектурно-строительных решений (геометрическая теория).

Для проверки архитектурно-строительных решений по конфигурации ограждающих поверхностей стен и потолка в помещении драматического театра использовалась геометрическая теория распространения звука в помещении. Используя ее основополагающие принципы, получают лучевые эскизы (лучевые картины) на планах помещения и продольном разрезе.

Для создания диффузного звукового поля необходимо, чтобы звуковые волны не фокусировались в определенных областях, приводя к неравномерности плотности звуковой энергии в помещении. Форма потолка должна способствовать с одной стороны равномерному распределению звуковой энергии на всю площадь зрительских мест, а с другой стороны - обеспечивать первые ранние отражения в структуре реверберационного процесса на каждом зрительском месте.

Исходными для анализа чертежами профиля звукоотражающих конструкций потолка и стен на 1 и 2 этажах. На рис.2 представлены лучевые картины, полученный для профиля потолка существующего архитектурно-строительного решения.

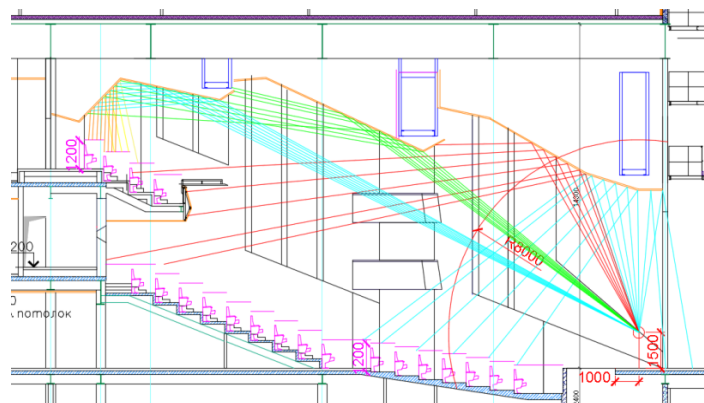


Рис. 2 – Разрез зала с построением звуковых отражений от существующего профиля потолка

Анализ лучевых картин позволяет сделать следующее заключение о форме звукоотражающих поверхностей:

- звукоотражающий козырек не обеспечивает равномерного распределения звуковых лучей на всех зрительских местах;
- присутствуют зоны, в которых звуковые лучи не приходят, а значит, в таких областях не будет достаточной диффузности поля, и если первые отражения придут сзади или спереди, то субъективно звук будет казаться плоским;
- на зрительские места, расположенные на балконе первые отражения придут не сверху, а практически с тыла, что приведет к резкому ухудшению качества звучания.

На рис.3 представлены лучевые картины, полученный для профиля потолка предлагаемого варианта профиля звукоотражающего потолка.

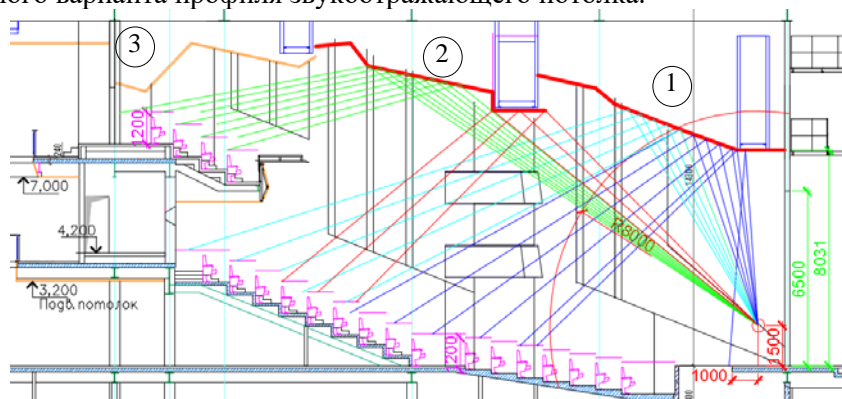


Рис. 3 – Разрез с построением звуковых отражений от рекомендуемого профиля потолочных звукоотражающих конструкций

Предлагаемый профиль звукоотражающих конструкций позволяет равномерно распределить звуковые отражения для всех зрительских мест без фокусировки звуковых лучей. Конструкция козырька (1) позволяет получить ранние отражения для всех зрительских мест, находящихся в партере. Получение требуемых отражений для зрительских мест, находящихся на балконе, обеспечивается конструкцией козырька (2). Завершающий участок потолочных конструкций (3) практически не используется для получения ранних отражений на зрительских местах, поэтому он должен обладать достаточно высокими звукопоглощающими свойствами. Поздние отражения, полученные от конструкции (3), при малой интенсивности будут способствовать ощущению "обертывания" ("погружения") звуком.

Для проверки геометрии стеновых конструкций на втором этаже использовался чертеж плана 2 этажа. На рис. 4 представлен лучевой эскиз, полученный при отражении от предложенных стеновых отражающих поверхностей.

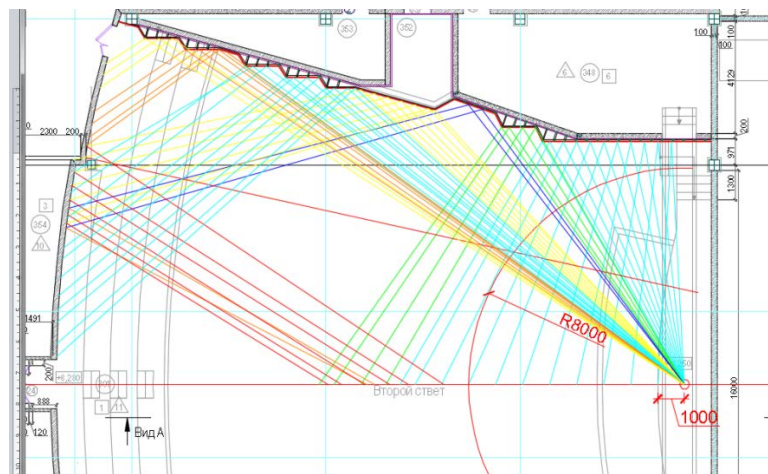


Рис. 4 – План 2 этажа с построением звуковых отражений от существующих профилей стеновых панелей

Верхняя часть стен в зрительном зале является площадками отражений высокого порядка, а это значит, что отражения от верхних частей стен формируют завершающий участок в структуре реверберационного процесса (реверберационный хвост). Для участка поздних отражений необходимо также создавать равномерное диффузное поле с целью получения плавного спада плотности звуковой энергии и обеспечения одинакового ощущения времени реверберации на зрительских местах. Получение достаточного количества поздних отражений, пришедших с разных направления, позволяет улучшать эффект "погружения" или "обертывания".

Анализ лучевой картины, представленной на рис.4 показал, что данная конструкция стеновых панелей не удовлетворяет требованиям к формированию звукового поля в помещении.

На рис.5 приведены лучевая картина при отражении от рекомендуемого профиля стеновых конструкций.

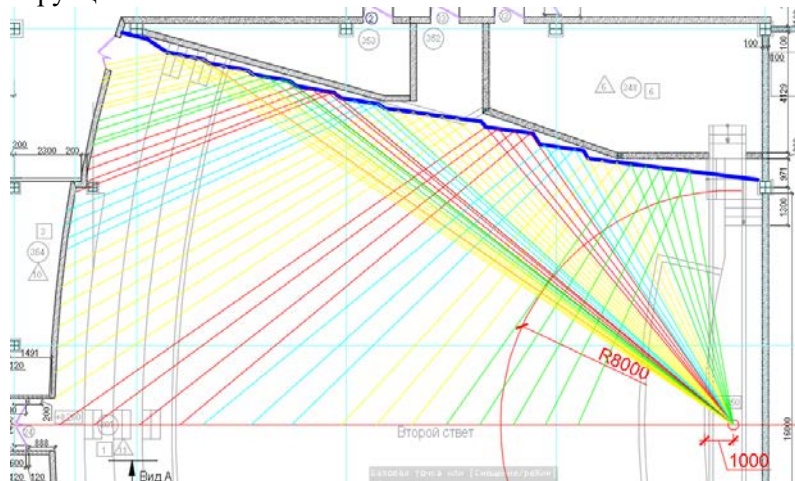


Рис. 5 – План 2 этажа с построением звуковых отражений от рекомендуемых профилей стеновых панелей

Для проверки геометрии стеновых конструкций на первом этаже использовался чертеж плана 1 этажа. Так как нижняя часть стен в зрительном зале являются площадками, отражаясь от которых звуковая энергия приходит на всю плоскость зрительных мест после одного или двух отражений, то эта часть стен формирует начальный участок реверберационного процесса. Наличие в реверберационном процессе ранних отражений от боковых стен положительно влияет на пространственность звучания. Таким образом, необходимо получить на всех зрительских местах приход

ранних боковых отражений.

На рис.6 получены лучевые картины для проверки решений конструкций стеновых панелей на 1 этаже. Анализ лучевого эскиза позволил сделать следующий вывод: предложенная конструкция боковых стен не отвечает поставленной задаче равномерного распределения звуковой энергии на зрительских местах с целью формирования ранних боковых отражений. На рис.7 предложен лучевой эскиз, полученный при отражении от рекомендуемого профиля стеновых конструкций. Рекомендуемый профиль стен на 1 этаже совпадает с профилем конструкции на 2 этаже. Анализ эскиза показывает, что исходные стены удовлетворяют поставленным задачам формирования звукового поля и ранних отражений.

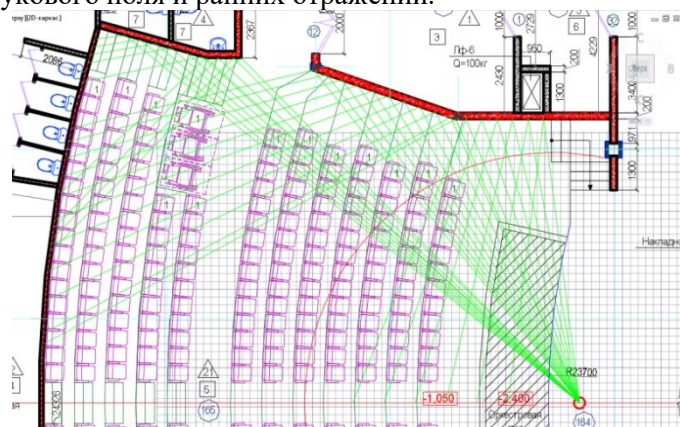


Рис. 6 – План 1 этажа с построением звуковых отражений от существующих профилей стеновых панелей

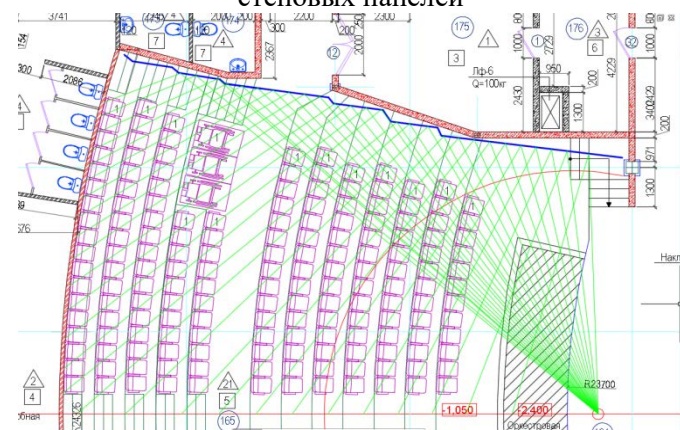


Рис. 7 – План 1 этажа с построением звуковых отражений от существующих профилей стеновых панелей

Выводы. Моделирование акустических свойств зала драматического театра проводилось в программе Ease 4.4. Использование программного продукта Ease 4.4. позволило провести: проверку предложенных на первом и втором этапах акустической экспертизы проектных решения по геометрии стеновых и потолочных панелей; выбор материалов отделки поверхностей в помещении, с целью получения требуемой формы частотной зависимости времени реверберации; оценку предложенной системы озвучивания; анализ объективных параметров звукового поля в помещении; анализ структур реверберационных процессов на контрольных зрительских местах.

МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ В ГАУССОВОМ ШУМЕ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНОЙ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ

Посошенко В.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр.Науки,14, каф. МИРЭС,

тел. 702-15-87, факс (052)702-11-13

In this work, in general terms, the algorithm of radio reflections pack detection on the Gaussian noise background has been investigated. The preliminary information about incoming oscillations has been minimal. It has been offered to use this approach for detection and evaluation of deterministic signals, disguised by non-Gaussian noises with significant a priori ambiguity concerning received oscillations.

Большинство практических задач в области радиолокации связано с проблемой обнаружения полезных сигналов и оценивания их параметров в условиях мешающего воздействия шумов и нешумовых помех. В этой связи значительный интерес представляют задачи обнаружения и оценивания сигналов с минимальной априорной информацией о комплексной огибающей и времени существования на интервале наблюдения. Такого рода задачи помимо радиолокации распределенных целей (например - пространственно протяженных объектов) характерны для медико-биологических исследований, радиоастрономии, техники физического эксперимента и т.д.

Для решения подобных задач уже неприменимы эффективные процедуры оптимальной или квазиоптимальной фильтрации, а потому требуется поиск наиболее общих алгоритмов обработки, основанных на статистическом различии чистого шума и аддитивной смеси "сигнал плюс шум".

Разработку таких алгоритмов удобно проводить на основе так называемого "энергетического подхода", который базируется на анализе оценок приведенной к шумам энергии регистрируемых колебаний на интервале наблюдения в предположении гауссового характера шумов [1]. Причем это ограничение не является чрезмерным по двум причинам: во-первых, решение задачи для гауссовых шумов открывает путь для совершенствования алгоритмов обработки в условиях воздействия шумов с иными статистическими характеристиками, а во-вторых, в настоящее время получили развитие процедуры нормализации негауссовых процессов.

В качестве примера рассмотрим процедуры обнаружения пакетов радиоотражений от метеорных следов в атмосфере Земли для вторгающихся частиц с массами менее 10^{-3} г. По ряду физических соображений локация таких следов чаще всего осуществляется с помощью зондирующих радиоимпульсов прямоугольной формы. Огибающая пачки радиометеорных отражений зависит от многих факторов: скорости частицы, ее химического состава, высоты начала разрушения частицы и ионизации следа, ориентации вектора скорости частицы по отношению к диаграмме направленности антенны метеорной РЛС и т.д., а потому считается априорно неизвестной. Поэтому практически невозможно спроектировать универсальный оптимальный фильтр для регистрации пачки радиоотражений от метеоров в слабо изученном диапазоне масс частиц 10^{-4} г... 10^{-6} г.

Рассмотрим следующую модель аддитивной смеси $Y(t)$ полезного сигнала $S(t)$ и шума $N(t)$:

$$Y(t) = S(t) + N(t), \text{ где } S(t) = \sum_{i=1}^k S_i(t) = \sum_{i=1}^k (b_i X_i),$$

где $S_i(t) = b_i X_i(t)$ - i -ый относительно начала пакета импульсный сигнал в пачке из K импульсов; b_i - подлежащий оцениванию произвольный амплитудный множитель i -го

импульса; $X_i(t)$ - известный с точностью до фазы φ_i опорный сигнал, соответствующий зондирующему радиоимпульсу

$$x_i(t) = \text{Re}\{X_i(t)e^{j\omega_0 t}\}.$$

Корреляционная матрица шумов $\underline{\Phi}(t_1, t_2)$, составленная для одного элемента дальности по различным периодам зондирующих радиоимпульсов, имеет вид:

$$\underline{\Phi}(t_1, t_2) = \delta(t_1 - t_2) \underline{\dot{N}},$$

где $\delta(r)$ - дельта-функция.

Поскольку мгновенные значения шума на выходе приемника независимы в моменты, отстоящие на время, равное периоду зондирующих сигналов, матрица $\underline{\Phi}(t_1, t_2)$ размерности $(k \times k)$ - диагональная: $\underline{\Phi}(t_1, t_2) = \text{diag } N_{ii}$, $N_{ii} = \sigma_{ii}^2 \Delta F$, где σ_{ii}^2 - дисперсия шумовых колебаний в i -ом периоде зондирующих сигналов; ΔF - эффективная полоса пропускания узкополосного тракта принимаемых колебаний.

В матричном виде модель аддитивной смеси сигнала с шумом будет иметь вид:

$$\underline{Y}(t) = \underline{X}(t, \underline{b}) + \underline{\dot{N}}(t).$$

На основе этой модели в силу значительной неопределенности в представлении пакетов отражений требуемый алгоритм их совместного обнаружения и оценивания максимальных значений регистрируемых полезных сигналов на ограниченном интервале наблюдения можно отыскивать в рамках процедур обработки в соответствии с критерием максимума отношения правдоподобия:

$$l = (p_{cn}(\underline{Y}/\underline{b})) / (p_n(\underline{Y}/\underline{b})) = k \exp\left\{(-1/2) \int_{T1}^{T2} \int_{T1}^{T2} [\underline{Y}^{*T}(t_1) - \underline{X}^{*T}(t_1, \underline{b})] \underline{\Psi}(t_1, t_2) [\underline{Y}(t_2) - \underline{X}(t_2, \underline{b})] dt_1 dt_2\right\} /$$

$$\left\{k \exp\left\{(-1/2) \int_{T1}^{T2} \int_{T1}^{T2} [\underline{Y}^{*T}(t_1) \underline{\Psi}(t_1, t_2) \underline{Y}(t_2)] dt_1 dt_2\right\}\right\} = \max \text{ при } \underline{\dot{b}} = \underline{\dot{b}}_{opt},$$

где p_{cn} и p_n - соответственно функционалы многомерной плотности вероятности гауссовых случайных величин для аддитивной смеси сигнала с шумом и чистого шума. Матрица $\underline{\Psi}(t_1, t_2)$ находится путем решения интегрального уравнения

$$\int_{T1}^{T2} \underline{\Phi}(t_1, t_2) \underline{\Psi}(t_2, t_3) dt_2 = \underline{I} \delta(t_1 - t_3),$$

где \underline{I} - единичная диагональная матрица;

$T2-T1$ - временной интервал, соответствующий одному элементу дальности.

Оценки $\underline{\dot{b}}^1$ энергетических параметров $\underline{\dot{b}}$ получены в виде

$$\underline{\dot{b}}^1 = \underline{Q}^{-1} \underline{Z},$$

где $\underline{Z} = \{Z_i, i = 1, k\}$ - вектор приведенных к шумам результатов обработки входного колебания $\dot{Y}(t)$ в фильтре, согласованном с опорным сигналом $X(t)$ в каждом i -ом периоде зондов на произвольном элементе дальности длительности (T_2-T_1) :

$$Z_i = (1/N_{ii}) \int_{T_1}^{T_2} Y_i(t) X_i(t) dt = Z_{0i} / N_{ii}, \quad \underline{Q} - \text{диагональная матрица с элементами } q_{11}, q_{22}, \dots, q_{kk},$$

где $q_{ii} = 2\mathcal{E}_i / N_{ii}$, $2\mathcal{E} = \int_{T_1}^{T_2} X_i^2 / dt$ - энергия опорного сигнала $x_i(t)$ на интервале наблюдения (T_2-T_1) .

Подставив полученные оценки \hat{b}^1 в выражение для $\ln(l)$, получим искомый алгоритм функционирования устройства накопления энергии нешумового сигнала $S(t)$, представляющего собой пакет радиометеорных отражений с флуктуирующими амплитудами импульсов, оптимальный в смысле максимума отношения правдоподобия:

$$\ln(l) = (1/2) \sum_{i=1}^k Z_i^2 (1/q_{ii}) = (1/2) \sum_i Z_{ni}^2, \text{ где } Z_{ni} = Z_{0i} / (2 \mathcal{E}_i N_{ii})^{1/2}.$$

Следует отметить, что при отсутствии полезного сигнала $\dot{S}(t)$ значения математического ожидания $M[\ln(l)]$ и дисперсия $D[\ln(l)]$ - постоянны. Поэтому синтезированный алгоритм обнаружения оказывается инвариантным к интенсивности помех.

Очевидно, что случайная величина $\xi = \ln(l)$ в зависимости от наличия или отсутствия полезного (нешумового) сигнала $S(t)$ во входном случайном процессе $Y(t)$ имеет либо центральное $P_\zeta(\xi)$, либо нецентральное $p_{nc}(\xi)$ распределение $\chi^2_{N_{ce}}$ с $N_{ce} = 2kr$ степенями свободы и параметром нецентральности $\lambda \geq 0$, где r - количество отсчетов значений $Z^2_{i[n]}$ на интервале наблюдения T_2-T_1 .

Известные плотности вероятности [2]:

$$P_\zeta(\xi) = (1/(2^{n/2} \Gamma(n/2))) \xi^{n/2-1} e^{-\xi/2} \text{ для } \xi > 0,$$

где n - количество степеней свободы; $\Gamma(x)$ - гамма-функция Эйлера; $P_\zeta(\xi) = 0$ для $\xi \leq 0$;

$$p_{nc}(\xi) = (e^{-0.5(\xi+\lambda)} \xi^{(n/2)-1} \sum_{j=0}^{\infty} (\lambda \xi / 4)^j / (j! \Gamma(j + n/2))) / 2^{n/2} \text{ для } \xi \geq 0,$$

где λ - параметр нецентральности, позволяют анализировать качественные показатели синтезированного обнаружителя для различных значений параметров λ , k , а также оценить оптимальное значение интервала наблюдения $\Delta T = kT_3$, (T_3 - период следования зондирующих радиоимпульсов) для малых входных соотношений сигнал/шум и определить в соответствии с выбранным критерием обнаружения пороговое значение $\ln(l)_{нор.}$, в сравнении с которым величины $\ln(l)$ выносятся решение о наличии нешумового сигнала $S(t)$ на интервале наблюдения ΔT .

Полученное выражение для $\ln(l)$ синтезированного обнаружителя пакетов радиоотражений, замаскированных шумами, позволяет применить различные способы его практической реализации. В этой связи, представляется перспективным путь

разделения исходного анализируемого колебания $Y(t)$ на квадратурные составляющие $Y_c(t)$ и $Y_s(t)$. По цифровым отсчетам результата их согласованной фильтрации вычисляются оценки текущих значений дисперсий $\sigma_{ci}^2, \sigma_{si}^2$ в квадратурных каналах в окрестности каждой i -ой текущей выборки $Z_0[i]_{c,s}$ на интервале наблюдения, после чего формируется искомая оценка вида:

$$(\ln(l))^1 = S_{\Sigma} = \sum_{j=1}^{kr} (Z_0^2[j]_c / \sigma_{cj}^2 + Z_0^2[j]_s / \sigma_{sj}^2).$$

Такой подход позволил получить оценку $(\ln(l))^1$ без детектирования огибающей узкополосного случайного процесса $Y(t)$ (что важно при малых соотношениях сигнал/шум), формировать фазовременную характеристику (ФВХ) пакета радиоотражений, оценить текущие значения $N_{ic,s}, \sigma_{ic,s}^2$ в квадратурных каналах по нормально распределенным отсчетам $Z_0[i]_{c,s}$, в то время как отсчеты полного вектора $Z_0[i]$ могут быть распределены по любому из следующих законов: Рэлея, Райса, Бэкмана или Хойта.

Таким образом, предложенная методика обработки на фоне гауссовых шумов принимаемого колебания $Y(t)$ в квадратурах позволяет предложить более общий энергетический подход к задачам обнаружения и оценивания сигналов с априори неизвестной комплексной огибающей, замаскированных нестационарными, негауссовыми шумами, а также нешумовыми помехами. Во многом такой подход основан на разнообразных процедурах нормализации либо квадратурных составляющих $Y_c(t)$ и $Y_s(t)$ полного вектора, либо результата их согласованной фильтрации $Z_0(t)_c, Z_0(t)_s$ для непрерывных и для дискретных сигналов.

Литература:

1. Урковиц. Обнаружение неизвестных детерминированных сигналов по энергии // ТИИЭР. 1967. Т.55 №4. С. 50-59.
2. В.С. Корольюк, Н.И. Портенко, А.В. Скороход, А.Ф. Турбин. Справочник по теории вероятностей и математической статистике. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1985. 640 с.

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ КАДРУ КОМАНДНОЇ РАДІОЛІНІЇ НА ОСНОВІ БАГАТОМІРНИХ КОДОВИХ ДВІЙКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ТИПУ КОДІВ БАРКЕРА

Бобало Ю.Я., Міський В.-М.В., Міський А.В., Прудіус І.Н., Янкевич Р.В.

Національний університет «Львівська політехніка»

Інститут телекомунікацій і радіоелектроніки,

79013, Україна, Львів, вул. Професорська 2, тел. (067)6708538

E-mail: mmiskiv@lp.edu.ua

This paper considers the formal foundations on which the algorithm of coded binary sequences (CBS) of the Barker code type with $l > 13$ synthesis method and algorithm are based, the results of three versions of CBS for $l = 19$ and minimal sidelobe levels of their cross-correlation functions are shown. The structure of the command radio line (CRL) frame using $l = 19$ CBS with $0; \pi$ manipulation is formed, optimized and analyzed. Characteristics of the frame structure noise immunity based on signal to noise criteria for the white noise distribution laws are simulated and analyzed. Conducted research work confirms a feasibility and effectiveness of the use of high dimensional CBS as a base to form structures of CRL frames with the properties of secretiveness and noise immunity.

Вступ. Тенденції розвитку сучасних радіотехнічних систем (РТС) зокрема, систем передачі даних, передбачають підвищення ряду базових тактико-технічних характеристик, зокрема завадостійкості, завадозахищеності, скритності. Ця обставина визначає актуальність досліджень в напрямках методів оптимізації і синтезу кодових двійкових послідовностей (КДП) розмірності $l > 13$ з мінімальним рівнем бічних пелюстків (РБП) та створення оптимальних форматів та структур сигналів на основі цих КДП, зокрема для командних радіоліній (КРЛ) БПЛА. В представленій роботі розглянуто формалізовані основи, на яких базується алгоритм оптимізації та синтезу КДП розмірності $l > 13$, приведено результати синтезу КДП розмірності $l = 19$, розглянуто та досліджено за критерієм співвідношення сигнал/шум формат та структуру сигналу КРЛ при дії завад з характеристиками білого та релеєвського шумів.

Класична задача синтезу КДП полягає в визначенні послідовностей, для яких РБП КДП в сукупності є мінімізованим шляхом пошуку та вибору структури КДП [1]. Пошук КДП з властивістю кодів Баркера для значень $l > 13$ не дав позитивного результату, а в подальшому в ряді робіт, зокрема в [2], було показано, що не існує таких КДП для $13 < l < 10^{22}$. В подальших роботах дослідження були спрямовані на дослідження і отримання інтервальних оцінок РБП [3].

Таким чином, з вищенаведеного випливає, що питання оптимізації та синтезу КДП з заданими параметрами l і РБП, а також їх використання в РТС, зокрема в КРЛ є актуальною задачею і становить суттєвий інтерес для подальшого розвитку радіотехнічних інформаційних систем.

Основна частина. Постановка задачі. Формалізовані моделі

В даній роботі використовується представлення структури КДП у вигляді впорядкованої множини, та, на її основі, дискретної згортки КДП з періодичною структурою, складеної з об'єднання КДП [4, 5]. В основу алгоритму оптимізації та синтезу КДП закладено використання наступних формацій:

– початкова впорядкована (з пронумерованими елементами) множина

$$\{a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_l\}; \quad a_i \in \{-1; 1\} \quad i \in \{1; 2; \dots; l\} \quad l > 3; \quad (1)$$

– множина $X^{(1a)}$ елементів a_i початкової впорядкованої множини; множина $X^{(1a)}$ містить в собі M елементів $+1$ і G елементів -1 (при l – непарному);

$$M = 0,5 \cdot \left(l + \sqrt{l + 2 \sum_{i=1}^{(l-1)/2} A_i} \right); \quad G = 0,5 \cdot \left(l - \sqrt{l + 2 \sum_{i=1}^{(l-1)/2} A_i} \right) \quad (2)$$

– відображення (загальною кількістю $0,5 \cdot (l+1)$) множини $X^{(1a)}$ елементів a_j початкової впорядкованої множини (1) в множину $X^{(ka)}$ елементів a_z k -ї впорядкованої множини; зазначені відображення не змінюють склад множини $X^{(1a)}$ і величин M , G (2), але змінюють порядок розташування елементів a_j в трансформованій множині $X^{(ka)}$; в подальших міркуваннях і викладах, для зручності і компактності запису, використовуються операції з множиною $X^{(1)}$ індексів елементів множини $X^{(1a)}$ і множиною $X^{(k)}$ індексів елементів множини $X^{(ka)}$; зазначені вище відображення задаються виразом

$$[1 + k(z-1)] \equiv j \pmod{l}; \quad k \in \{1; 2; \dots; 0,5(l+1)\}; \quad j \in \{1; 2; \dots; l\}; \quad z \in \{1; 2; \dots; l\}. \quad (3)$$

Вираз (3) визначає порядковий номер (індекс) z елемента a_z в k -му рядку (a_1, \dots, a_z, \dots) , на який переміщується індекс j елемента a_j 1-го рядка $(a_1, \dots, a_j, \dots, a_l)$.

Детальні властивості, взаємовідношення та основні кроки алгоритму оптимізації та синтезу КДП, використані в даній роботі, описані в [4, 5].

Використання оптимальних КДП для формування і оптимізації кадру передачі даних по радіоканалу вимагає наявності груп КДП з визначеними властивостями, а саме:

- періодична АКФ кожної пари КДП і періодична взаємнокореляційна функція будь-якої КДП з попарною «склейкою» інших КДП з групи повинні мати мінімальні рівні відповідних РБП;

- кількість КДП в групі повинна бути не менше 3 (для забезпечення формування логічних «0», «1» і пауз в структурі кадру).

Результати синтезу деяких варіантів КДП з вказаними вище груповими властивостями приведені в таблиці 1, періодична АКФ кожної з вказаних КДП має вигляд, представлений на рис. 1, при цьому РБП по модулю не перевищує величину 1 для періодичної АКФ КДП і величину 4 для ВКФ КДП з попарною «склейкою» інших КДП групи.

Таблиця 1

А	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1	1
В	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1	1
С	1	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	0	1

Таблиця 2

1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8
(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)	(А)
(А)	(А)	(В)	(С)	(С)	(С)	(В)	(А)	(С)	(С)	(С)	(С)	(С)	(С)	(С)	(В)

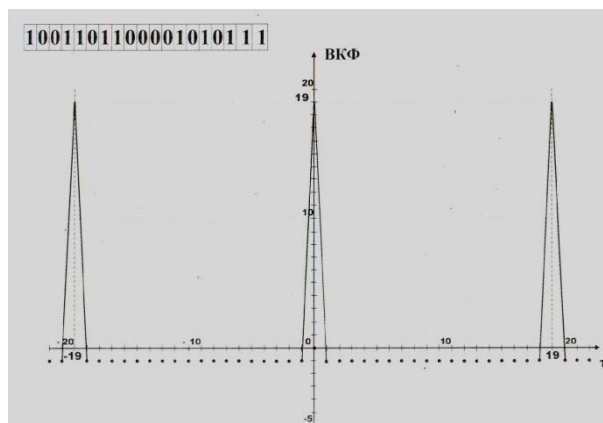


Рис. 1 – Періодична АКФ КДП таблиці 1

На рис. 2 показані структури опорного і інформаційних блоків першого рівня, сформовані на основі КДП таблиці 1, які забезпечують додаткову оптимізацію рівня максимального пелюстка періодичної АКФ КДП і РБП АКФ КДП і ВКФ КДП. В таблиці 2 представлена структура командної послідовності кадру КРЛ з можливістю передачі 32-х 8-бітових команд.

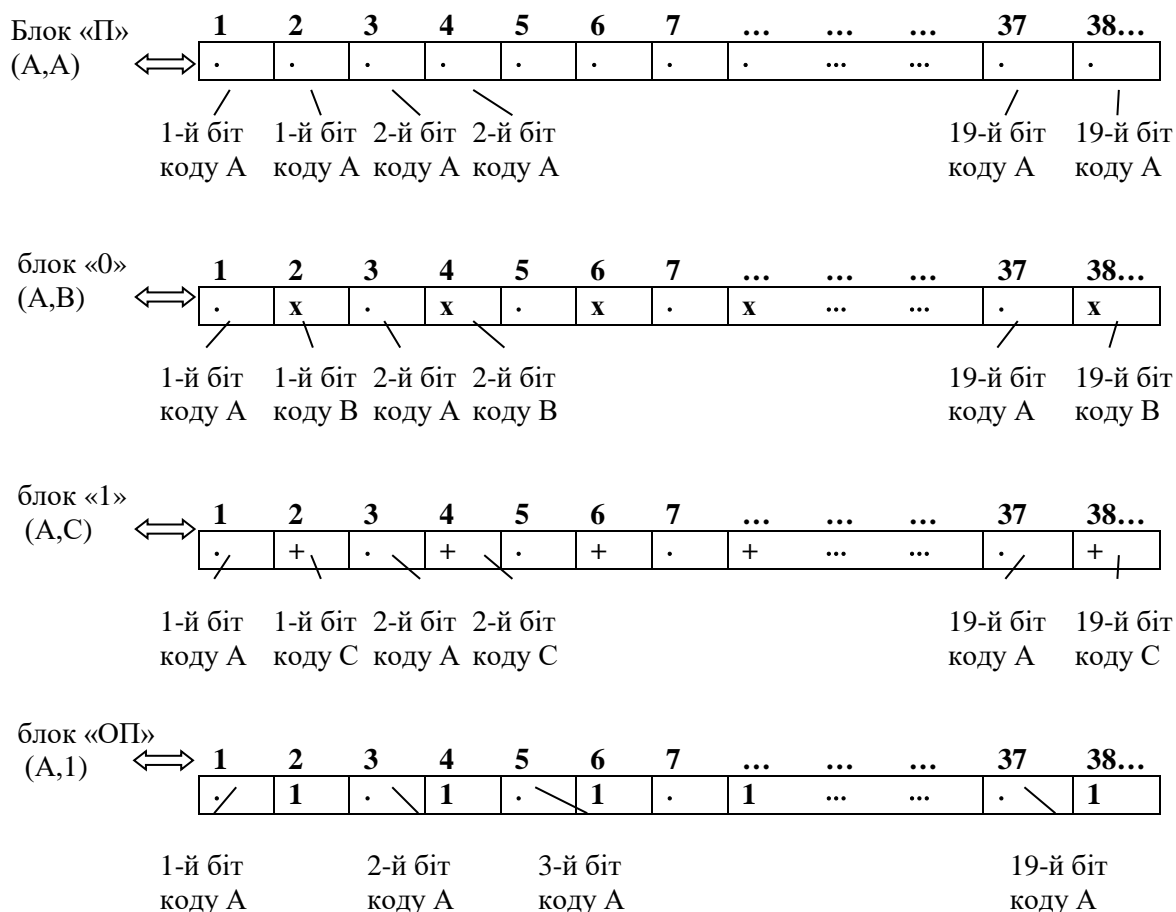


Рис. 2 – Структури опорного і інформаційних блоків першого рівня

Для синтезованих структур блоків першого рівня кадру КРЛ проведено моделювання (в середовищі MatLab) функцій оптимального корелятора при входному

сигналі гармонічного типу з частотою $2,5 \cdot 10^9$ Гц, сталою амплітудою S , фазовою $0; \pi$ маніпуляцію і тривалістю кадру КРЛ $1 \cdot 10^{-3}$ с. відповідно до синтезованих КДП, при дії адитивного білого шуму з параметрами c/π 0,25; 0,5; 1,0.

Відповідні графіки ВКФ для $c/\pi=0,25$ показані на рис. 3.

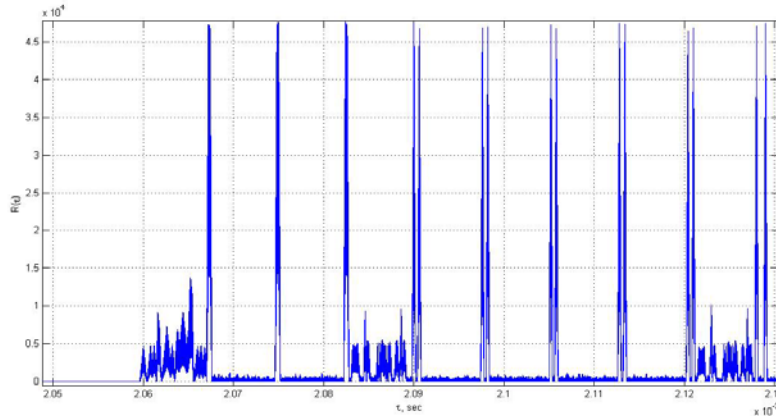


Рис. 3 – ВКФ структур таблиці 2 і блоку «ОП»

Попередня оцінка завадостійкості (ймовірність похибки ідентифікації інформаційного блоку), отримана на основі залежності відношення максимальних значень A_{\max} до РБП A_i структур типу представленої в таблиці 2 з структурою блоку «ОП» рис. 2, як функції співвідношення c/π на вході корелятора, не перевищує $1 \cdot 10^{-3}$. Логічно стверджувати, що при збільшенні розмірності КДП ця оцінка буде покращуватись, що підтверджує високу ефективність та доцільність застосування КДП великих розмірностей для передачі даних по радіоканалах при наявності специфічних вимог щодо скритності та завадостійкості.

Висновки. В роботі зазначено основні співвідношення та формалізовані представлення, на базі яких запропоновано алгоритм оптимізації та синтезу КДП розмірності $l > 13$ з властивістю мінімуму РБП періодичної АКФ КДП, і отримано варіант групи КДП розмірності 19. На основі вказаної групи розроблено структуру інформаційних блоків кадру КРЛ, промодельовано та отримано попередню оцінку ймовірності похибки ідентифікації інформаційного блоку при дії адитивного білого шуму на вхідний сигнал корелятора, показана перспективність використання КДП запропонованого типу для реалізації скритних завадостійких радіоліній передачі даних.

Література

1. J. Jedwab, What can be used instead of a Barker sequence? Contemp. Math., vol. 461 (2008), pp. 153–178
2. K.H. Leung and B. Schmidt, The field descent method, Designs, Codes and Cryptography 36 (2005), 171–188.
3. T. Paschebusch, S. Mertens, Low Autocorrelation Binary Sequences, J. Phys. A: Math. Theor. 49 (2016) 165001
4. Міськів В. –М.В. До питання синтезу сигнально кодових конструкцій / Міськів В. –М.В., Міськів С.А., Прудіус І.Н., Янкевич Р.В. // УкрМіКо'2016 : 11–15 вересня 2016 : збірник матеріалів науково-технічної конференції. — м. Київ, Україна — с. 368–370.
5. Бобало Ю.Я. Аспекти оптимізації кодових конструкцій // Бобало Ю.Я., Міськів В.– М.В., Міськів А.В., Прудіус І.Н., Янкевич Р.В. // V Міжнародна науково-практична конференція : 3–5 листопада 2016 : Матеріали конференції. — м. Чернівці, Україна — с. 191–192

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПЕРЕХВАТА ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН

Сальников Д.С. , Цопа А.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, 14, каф. Радиотехнологий информационно-коммуникационных систем, тел.(057)7021444

E-mail: dmytro.salnykov@nure.ua

Next generation wireless networks utilizing millimeter waves (mm-waves) achieve extremely high data rates using narrow signal beams. Featuring a high directivity and being susceptible to blockage by objects, mm-waves are often assumed to be hard to intercept. In this report, we practically demonstrate the vast impact that inconspicuous objects might have on mm-wave security.

Введение. Беспроводные системы связи следующего поколения 5G, использующие миллиметровые волны (ММ ДВ), обеспечивают чрезвычайно высокие скорости передачи информации с использованием узких сигнальных лучей. Обладая высокой направленностью и будучи восприимчивыми к блокировке объектами окружающей среды, каналы ММ ДВ часто считаются трудными для перехвата нарушителем [1].

Однако мелкомасштабные объекты внутри основного луча канала распространения вызывают отражения, что позволяет устройствам перехвата получать сигнал вне основного луча. В работе [2] экспериментально показано, что даже небольшие по площади отражатели позволяют принимать сигналы ММ ДВ нарушителем. Современные коммуникационные устройства с металлическими поверхностями, такие как мобильные телефоны или ноутбуки, могут также вызывать достаточное отражение сигнала, что может создавать угрозу для перехвата информации.

Для прогнозирования защищенности беспроводных систем передачи информации на физическом уровне в настоящее время широко используется концепция отводного канала (ОК).

Цель работы: оценка возможности перехват информации в системах связи миллиметрового диапазона.

Основная часть. При разработке критериев оценки угроз для беспроводных систем передачи информации на физическом уровне модели *OSI* необходимо учитывать особенности распространения радиоволн и эффектов, возникающих в реальных условиях работы канала связи.

К числу главных преимуществ применения ММ ДВ в системах связи следует отнести прежде всего такие факторы как увеличение объема и скорости передачи информации, высокое усиление антенн при малой их апертуре и повышенная помехозащищенность канала связи, возможность организации локальных широкополосных систем передачи данных, применение остронаправленных антенн и особенность распространения волн ММ-диапазона.

Характерной чертой любого радиосигнала является уменьшение уровня сигнала при распространении за счет ослабления в свободном пространстве, потерь в газах атмосферы и некоторых других видов дополнительных потерь. Особенность использования ММ ДВ для радиосвязи (наземной, спутниковой) состоит в том, что при их распространении радиоизлучение затухает в атмосферных газах и гидрометеорах .

Сигналы ММ ДВ имеет довольно большое затухание в свободном пространстве и для обеспечения эффективной работы системы связи необходимо использовать высоконаправленные антенные системы, обладающие большим усилением и узкой диаграммой направленности. Например, рупорные антенны могут иметь ширину основного луча в пределах (5-15)°. Стандарт связи *IEEE 802.11ad* описывает алгоритм формирования луча с антенными решетками для достижения ширины луча 3°.

Системная модель беспроводной системы связи ММ ДВ, представленная на рис.1,

включает в себя канал передачи информации от передатчика Алисы до получателя информации приемника Боба, который называется основным, или легитимным каналом связи (*main channel*). Алиса передает сигналы Бобу и для повышения защищенности канала использует узкую диаграмму направленности. Мы предполагаем, что обе антенны Алисы и Боба идеально выровнены и передают сигналы в оптимальном направлении.

Нарушитель Ева нацелена на перехват сигналов, которые Алиса посылает Бобу, не мешая ей. Она действует пассивно и только слушает сигналы и пытается принять отраженные сигналы от объектов расположенных в сигнальном луче. Для удобства анализа мы предполагаем, что Ева использует те же аппаратные средства, что и Алиса и Боб. Канал отвода от передатчика легитимного канала к приемнику незаконного потребителя (нарушителя) является отводным каналом ОК (*wiretap channel*).

Исходя из системной модели, можно выделить три возможных варианта поведения нарушителя при атаке на канал связи:

- перемещение манипулятора объекта и помещение различных объектов в сигнальный луч, чтобы вызвать отражение сигнала к фиксированной позиции перехвата;
- перемещение самого нарушителя и использование отражения от существующих объектов в среде распространения, которую он не может изменить;
- стационарное положение нарушителя, который не может ни двигаться, ни манипулировать объектами окружающей среды и только попытается перехватить сигнал.

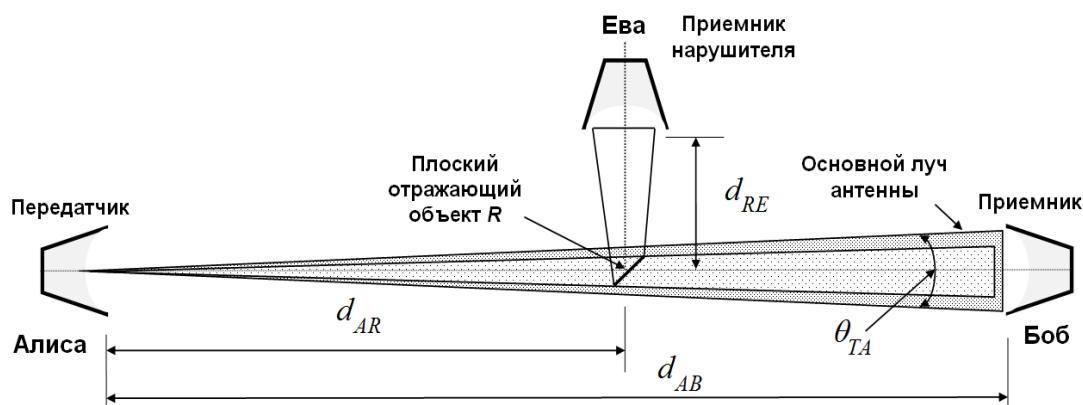


Рис. 1. Системная модель угроз канала связи ММ ДВ

Манипулирование объектом. Эта модель атаки предполагает, что нарушитель Ева находится в фиксированном положении вне основного сигнального луча и непосредственно оттуда невозможно принять сигнал. Однако Ева помещает произвольные объекты в окружающей среде, чтобы вызвать отклонение сигнала в нужную ей сторону. Она может управлять своей антенной по направлению к этому объекту, чтобы оптимально получать сигналы передаваемого сигнала и стремится получить достаточное качество сигнала для декодирования информации. В то же время Ева пытается оставаться невидимой для Алисы и Боба, вызывая лишь незначительную блокировку прямой передачи сигнала.

Одной из метрик оценки защищенности канала связи на физическом уровне является секретная производительность C_s изображенная на рис.2, которая определяется как максимальная разность между скоростью передачи информации в легитимном C_{AB} и отводном C_{AE} , ее можно записать соответствующие выражения для производительности основного канала C_{AB} , отводного канала C_{AE} и секретной производительности C_s :

$$C_S = C_{AB} - C_{AE} = W \log_2 \left\{ \frac{\left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RB}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d_{AB}} \right)^n \right]}{\left[1 + \frac{P_{TA} \cdot G_{TA} \cdot G_{RE}}{W \cdot k \cdot T} \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left(\frac{1}{d_{AE}} \right)^n \right]} \right\}$$

где: G_{RB} – коэффициент усиления приемной антенны Боба; d_{AB} – расстояние между передающей антенной Алисы и приемной антенной Боба, м; G_{RE} – коэффициент усиления приемной антенны Евы; d_{AE} – расстояние между передающей антенной Алисы и приемной антенной Евы, м.

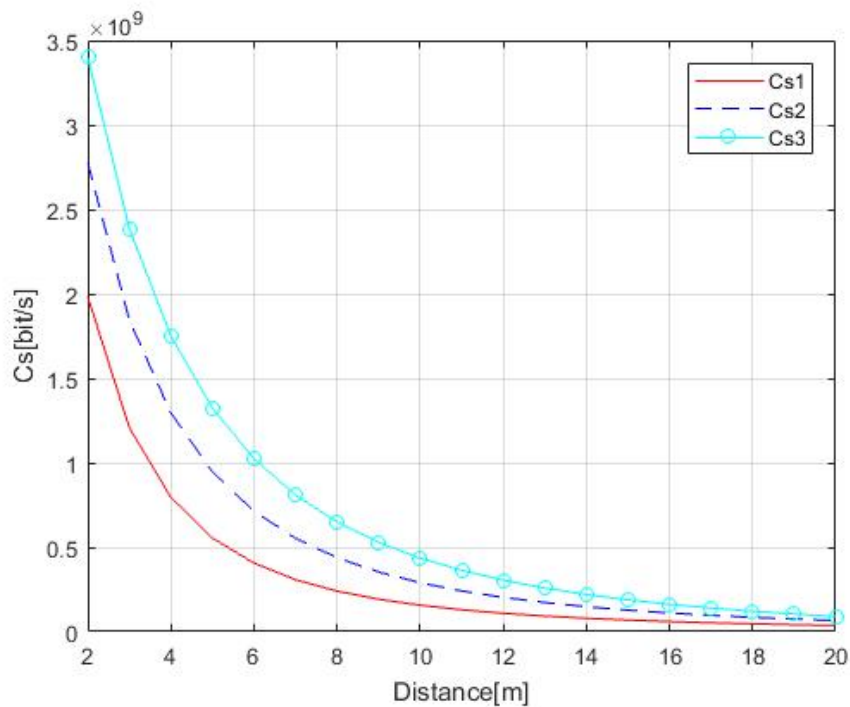


Рис.2. Зависимость секретной производительности C_S от расстояния

На данном рисунке показана зависимость секретной производительности C_S от расстояния, при изменяющихся параметрах: P_A (мощность передатчика Алисы) – 30, 60, 100; мВт; G_{RE} (коэффициент усиления приемной антенны Евы) – 24.8, 27, 29 дБ; d_{AB} – расстояние между антеннами Алисы и Боба, в пределах от 2 до 20, м и фиксированным расстоянием до Евы 100 м.

Вывод. В работе рассмотрен один из методов для оценки параметров защищенности систем передачи информации на физическом уровне модели взаимодействия систем связи *OSI*.

Литература

1. Nitsche T., Cordeiro C., Flores A. B., Knightly E. W., Perahia E. and Widmer J. C. IEEE 802.11ad: directional 60 GHz communication for multi-Gigabit-per-second Wi-Fi. // IEEE Communications Magazine. – 2014. – vol. 52, № 12, – pp. 132–141.
2. Liu R. and Trappe W. Securing Wireless Communications at the Physical Layer. // New York: Springer, 2010.

МИКРОПОЛОСКОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ С ЭЛЕКТРОННО-УПРАВЛЯЕМЫМ РЕЗОНАТОРОМ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

Глушеченко Э.Н.

ЧАО «НПП «Сатурн»

03148, г. Киев, проспект Леся Курбаса, 2-Б

тел. (044) 407-92-18, факс (044) 403-34-54, E-mail: gen-nto@ukr.net

Possibility to create on the basis of the microstrip directed filter new devices with the guided descriptions is reasonable. In detail two such devices are considered is the frequency-reconstructed filter and switch microwave channels.

Введение

Современный этап развития СВЧ электроники характеризуется созданием для обеспечения телекоммуникационных, аэрокосмических и радиоастрономических систем принципиально новых устройств. Эти микроволновые устройства должны иметь повышенную чувствительность, точность, высокий КПД и эффективность. В определенной степени таким критериям отвечают устройства с активными (электронно-управляемыми) резонаторами бегущей волны. Рассмотрение функциональных характеристик подобных устройств и является целью настоящей работы.

Основная часть

Следует отметить, что первичная информация о микрополосковом СВЧ устройстве с кольцевым резонатором бегущей волны [1] относится к 1988 году. Именно тогда был реализован и описан микрополосковый направленный фильтр бегущей волны (МНФБВ), базовая топология и структурная схема которого представлены на рис. 1.



Как видно из рис. 1, кольцевой резонатор бегущей волны этого МНФБВ образован вторичными каналами двух модифицированных составных направленных ответвителей (НО) типа «тандем», которые объединены в резонансное кольцо двумя четвертьволновыми отрезками регулярной микрополосковой линии (МПЛ). Хотя в таком МНФБВ кольцевой резонатор бегущей волны (КРБВ) имеет электрическую длину $L = 2\lambda$ (где λ — длина волны на резонансной частоте), его электрические характеристики практически адекватны классическому фильтру — широкополосный СВЧ сигнал со входа фильтра распределяется между каналами полосно-пропускающего фильтра (ППФ, на рабочей частоте) и полосно-заграждающего фильтра (ПЗФ, вне рабочей полосы частот). Важнейшим преимуществом МНФБВ является наличие только одного резонансного элемента — КРБВ.

Собственно МНФБВ является пассивным устройством, на базе которого за почти 30 лет создан ряд СВЧ устройств с управляемыми характеристиками. А их принцип функционирования проще всего рассмотреть на структурной схеме МНФБВ (рис. 1).

Если в включить усилительный элемент, например, транзистор, направление усиления которого совпадает с направлением бегущей волны, то уровень (амплитуда) СВЧ сигнала в ППФ канале существенно повысится при неизменной рабочей частоте. Такое устройство было подробно рассмотрено в материалах МРФ-2014.

Если же в тот же КРБВ вне области связи НО встроить элемент с изменяемой (управляемой) емкостью, то это приведет к изменению рабочей (резонансной) частоты F_p МНФБВ вследствие изменения электрической длины резонансного кольца. Рабочая частота МНФБВ зависит от импеданса (ширины МПЛ) КРБВ и его реальной длины,

обусловленной коэффициентом укорочения для конкретной ширины МПЛ.

Если в разрыв отрезка МПЛ с импедансом $Z_0 = 50$ Ом встроить элемент с импедансом $Z_i \neq Z_0$, то его электрическая длина отрезка МПЛ изменится. А это уже автоматически приведет к изменению электрической длины КРБВ, что соответствует изменению резонансной частоты МНФБВ.

Структурная схема такого МНФБВ [2] с электронно-управляемой резонансной частотой представлена на рис. 2. Следует отметить, что в случае $Z_i > Z_0$ встраиваемый элемент эквивалентен СВЧ индуктивности, а при $Z_i < Z_0$ – то СВЧ емкости.

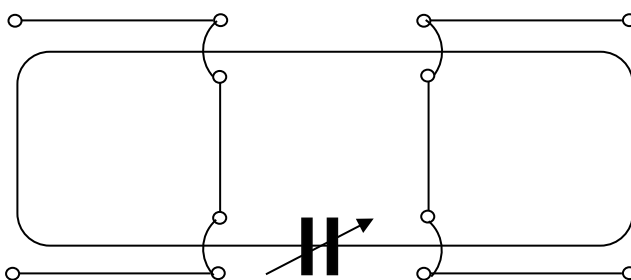


Рис. 2. МНФБВ с электронно-управляемой резонансной частотой

Из топологии базового МНФБВ (рис. 1) очевидно, что функционирование такого фильтра — ввод СВЧ сигнала в кольцевой резонатор и вывод сигнала из него — обеспечивается гальваническими проволочными перемычками входного и выходного микрополосковых модифицированных НО типа «тандем».

Если гальванический контакт (целостность) перемычек нарушить, то базовый фильтр превратится в переключатель (выключатель) СВЧ каналов. Вариант подобного СВЧ устройства на основе МНФБВ представлен на рис. 3.

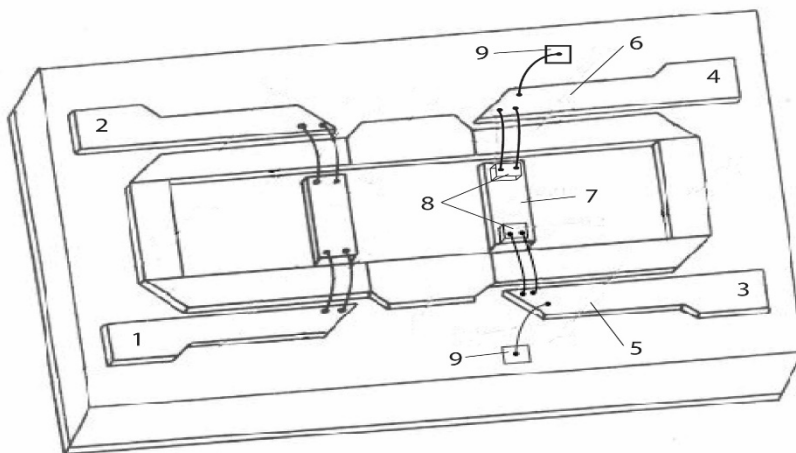


Рис. 3. Топология СВЧ-переключателя на базе направленного фильтра

Если в канал 3 - 4 МНФБВ (рис. 3), образованный первичными каналами противоположащих НО на двух связанных МПЛ из структуры «тандема» и объединяющего их четвертьволнового отрезка МПЛ, включить один или два переключательных диода, то направленный фильтр преобразуется в СВЧ переключатель каналов.

Как видно из рис. 3, диоды 8 размещаются обязательно на четвертьволновом отрезке 7 МПЛ внутри кольцевого резонатора, поскольку их размещение на первичных каналах НО из структуры «тандема» (в их областях связи) нарушает нормальное функционирование МНФБВ. Через контактные площадки 9 на диоды подается

управляющий (переключающий) сигнал.

Один электрод каждого диода 8 непосредственно соединен с отрезком 7 МПЛ внутри кольцевого резонатора, а другой его электрод посредством гальванической перемычки соединен с близлежащим первичным каналом (5 или 6) одного из противоположных НО на двух связанных МПЛ из структуры “тандема”, образуя так канал 3 - 4 МНФБВ с функцией переключения СВЧ каналов. Если диоды открыты, то устройство будет функционировать как МНФБВ, а если диоды закрыты - то СВЧ сигнал от входа (плечо 1) уже поступит не на ППФ-выход (плечо 3), а на ПЗФ-выход (плечо 2). Авторские права на представленное техническое решение (как интеллектуальную собственность) защищены патентом Украины [3].

Выводы

Рассмотренные принципы создания на основе базового МНФБВ СВЧ устройств с новыми свойствами представляются перспективными. Подтверждением является подготовка в настоящее время к патентованию очередного нового СВЧ устройства на базе МНФБВ.

Литература

1. Микрополосковый направленный фильтр бегущей волны: А.с. СССР № 1406668, МКИ⁴ Н01 Р 1/203 /Глушеченко Э.Н.- БИ № 24,- 1988.
2. Мікросмуговий напрямлений фільтр бігучої хвилі: Патент України на корисну модель/ Е.М.Глушеченко, кл. UA 104498, МПК, Н 01 Р 1/20, 12.01.2016, Бюл. №1, 2016.
3. Мікросмуговий напрямлений фільтр бігучої хвилі: Патент України на корисну модель/ Е.М.Глушеченко, кл. UA 104199, МПК, Н 01 Р 1/15, Н 01 Р 1/20, 12.01.2016, Бюл. №1, 2016.

СОЗДАНИЕ СОВРЕМЕННОЙ НАЗЕМНОЙ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ НА БАЗЕ АНТЕННЫХ КОМПЛЕКСОВ В ЗОЛОЧЕВЕ

Глушеченко Э.Н., Пилипенко А.М., Сундучков И.К.,

Чмиль В.М., Чмиль В.В., Яцык П.А.

ЧАО «НПП «Сатурн»

03148, г. Киев, проспект Леся Курбаса, 2-Б

тел. (044) 407-93-72, факс (044) 407-62-08, E-mail: chmil@nbi.com.ua

The analysis of possibility and expediency of realization of modern radio-telescope is conducted on the base of antennas complex in Zolochiv. The three-frequency radiometric receiving system offered for modernisation of antennas complex in Zolochiv is considered in detail.

Введение

С момента обретения независимости Украина являлась признаной аэрокосмической державой. И это было обусловлено не только всемирно известными ракетами «Южмаш», участием в международных космических проектах, но и наземной радиоэлектронной структурой, а также участием Украины в международных радиоастрономических программах благодаря наличию больших радиотелескопов – РТ-22 (Симеиз) и РТ-70 (Евпатория).

В связи с потерей Крыма радиоастрономические исследования Украины были прекращены. Хотя в настоящее время усилиями Национального центра управления и испытаний космических средств (НЦУИКС) соответствующая часть наземной космической инфраструктуры уже восстановлена. А передача под управление Государственного космического агентства (ГКА) Украины антенного комплекса в Золочеве (Львовская обл.) создает возможность возобновить участие Украины в международных радиоастрономических проектах.

Поэтому цель настоящей работы – описание инициативной разработки киевского научно-производственного предприятия «Сатурн» (ЧАО «НПП«Сатурн») по созданию трехчастотного радиоастрономического приемного комплекса – представляется своевременной и актуальной.

Сущность

Наличие радиометрической приемной система (РПС), предназначенной для проведения радиоастрономических наблюдений за параметрами вращения Земли, определения всемирного времени, уровня моря, круговорота воды, состояния климата и текущей информации об угрозе стихийных бедствий, позволило бы Украине вновь принимать участие в международных радиоастрономических программах. Такая РПС относится к интерферометрам нового поколения, размещаемых на радиотелескопах с антеннами малого и среднего диаметров, как это сейчас рекомендовано международной службой РСДБ (радиометрии со сверхдлинной базой).

Главной особенностью подобных комплексов является прием сигналов одновременно трех частот: S-диапазона (2,2-2,45 ГГц), X-диапазона (7,0-9,5 ГГц) и Ka-диапазона (28,0-34,0 ГГц) при двух (правой и левой) поляризациях. Соответственно применяются трехдиапазонные облучатели с единым фазовым центром для формирования диаграмм направленности.

РПС размещается непосредственно под конусом антенны радиотескопа (рис.1). При этом трехдиапазонный S-/X-/Ka-облучатель, разделители круговых поляризаций, вакуумноплотное радиопрозрачное окно и сверхмалозумящие усилители всех трех диапазонов, а также некоторые другие элементы РПС размещаются в криостате, образуя единый криогенный приемный фокальный блок (КПФБ), который и стал предметом инициативной разработки ЧАО «НПП «Сатурн».



Рис. 1. Общий вид антенны с РПС

Важнейшей конструктивно-технологической проблемой разработки является обеспечение эффективного охлаждения входных усилителей всех трех диапазонов и их СВЧ трактов, определяющих чувствительность КПФБ.

В целом КПФБ является жесткую конструкцию, закрепленную на верхнем фланце конической надзеркальной кабины (выступающей над поверхностью зеркала антенны в ее центре) с помощью специального элемента каркаса - несущего фланца [1].

Следует отметить, что каркас является основным несущим элементом конструкции РПС, внутри которого размещены все электронные блоки, которые крепятся специальными кронштейнами к цилиндру, ориентированному по вертикальной оси КПФБ.

Ребра радиаторов всех радиоэлектронных блоков ориентированы сверху вниз, а за счет отбора воздуха из полости РПС со скоростью $5 \text{ м}^3/\text{мин}$ и воздуха, поступающего из надзеркальной кабины антенны через промежуточный фланец, происходит отбор тепла со всех радиаторов. Иллюстрацией всех описанных особенностей конструктивной реализации КПФБ является рис.2, на котором приведен ее внешний вид без защитного кожуха.



Рис. 2. КПФБ без защитного кожуха

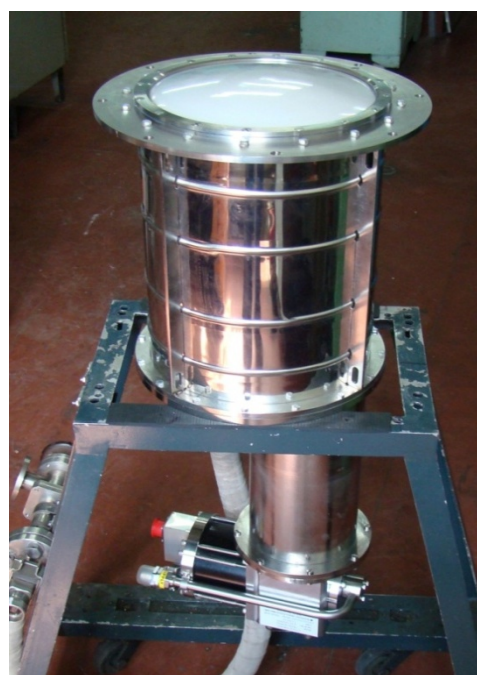


Рис. 3. КПФБ с микроохладителем

Важнейшей конструктивно-технологической проблемой является эффективное

охлаждение усилителей всех трех диапазонов и их СВЧ трактов, определяющих чувствительность КПФБ.

КПФБ, соединенный с микроохладителем (рис.3), обеспечивает прием радиоастрономических сигналов, усиление их и выделение полос приема.

Радиопрозрачное окно является одновременно и верхним фланцем корпуса КПФБ. Именно под ним размещены облучатели S-/X-/Ka-диапазонов, конструкции которых обеспечивают формирование и разделение круговых (левой и правой) поляризацій. Вакуумноплотное радиопрозрачное окно представляет собой фланец в виде кольца диаметром 480 мм, в центральное отверстие которого вклеена деталь специальной формы из пенопласта марки ПС-1-200, которая накрыта двумя слоями пленки: первый слой - полиэтилентерефтолат ПЭТ-7 толщиной 0,02 мм, а второй - листовой фторопласт Ф-4 толщиной 0,1 мм.

К каждому из трех облучателей S-/X-/Ka-диапазонов подсоединен охлаждаемый до криогенных температур малошумящий усилитель (ОМШУ) соответствующего диапазона. Причем для уменьшения габаритов СВЧ тракта ОМШУ Ka-диапазона была разработана уникальная скрутка волновода сечением 7,2 x 3,4 мм с толщиной 2,3 мм. Это позволило сократить (порядка 90 мм) размеры волноводного тракта Ka-диапазона и разместить все СВЧ элементы, требующие криогенного охлаждения (в первую очередь - облучатели и ОМШУ), внутри экрана диаметром 244 мм.

Для реализации максимальной чувствительности системы при приеме радиоастрономических сигналов необходимо с помощью микроохладителя обеспечить температуру ОМШУ, облучателей и волноводных элементов тракта Ka-диапазона порядка 10°К. Охлаждение конкретно каждого из этих устройств РПС до криогенного уровня осуществляется посредством хладопроводов. При этом для охлаждаемых элементов СВЧ трактов приходится минимизировать размеры их корпусов и изготавливать из материалов с максимально возможным коэффициентом теплопроводности.

Выводы

В работе была теоретически обоснована и продемонстрирована (с целью расширения наземной части космической инфраструктуры Украины) возможность практической модернизации антенного комплекса в Золочеве для обеспечения задач радионауки, что безусловно послужит международному имиджу Украины. Кроме того, этот антенный комплекс позволит украинским радиоастрономам принимать непосредственное участие в международных программах по исследованию космоса.

Причем необходимо продолжать модернизацию антенного комплекса в Золочеве с целью расширения частотного диапазона радиоастрономических исследований.

Литература

1. Глушеченко Э.Н., Пилипенко А.М., Слонин Э.В., Сундучков И.К., Чмил В.В. Особенности конструктивно-технологических решений приемной системы малых радиотелескопов// Технология и конструирование в электронной аппаратуре.- 2016. -№ 2-3. – с. 21- 25.

МИКРОВОЛНОВАЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА «ЗІР» ДЛЯ НЕИНВАЗИВНОГО ПОГРАНИЧНО-ТАМОЖЕННОГО КОНТРОЛЯ

Колисниченко М.В., Сундучков И.К., Чміль В.М., Яцык П.А.

ЧАО «НПП «Сатурн»

03148, г. Киев, проспект Леся Курбаса, 2-Б

тел. (044) 407-93-72, факс (044) 407-62-08, E-mail: chmil@nbi.com.ua

On the basis of theoretical analysis and existent practice perspective of application is shown for uninvasion border-customs control of radiometric of the receiving system. Features and advantages of construction of microwave radiometric receiving of the system of three-millimetric range are described. Examples of aeroplane scan-out of concrete objects are made.

Введение

В настоящее время общемировой проблемой является обеспечение безопасности граждан при проведении массовых мероприятий, охране объектов повышенной важности, прохождении погранично-таможенного контроля при пересечении межгосударственных границ в аэропортах и аналогичных объектах. Это связано в первую очередь с опасностью проявления экстремизма и терроризма, незаконного оборота оружия, взрывчатых и наркотических веществ.

Причем использование традиционных средств для бесконтактного (неинвазивного) контроля, например, металлоискателей или проникающих излучений в микроволновом и рентгеновском диапазонах спектра, становится все менее эффективным и даже опасным для здоровья.

Альтернативой существующих методов контроля могут служить пассивные радиоизотрические методы собственного радиотеплового излучения человека, не связанные с негативным воздействием внешних излучений на людей. При этом наиболее перспективными для реализации подобных систем представляются электромагнитные волны миллиметрового диапазона, которые слабо поглощаются биологическими тканями человека и материалом его одежды. Именно этот фактор и позволяет, за счет неоднородностей радиотепловых изображений с различных участков тела человека с существенно отличающимися свойствами, обнаруживать и визуализировать на экране дисплея скрытые под одеждой предметы неорганического и органического происхождения – из металла, керамики, пластических и порошкообразных материалов.

Описание особенностей СВЧ-радиометрической системы «ЗІР», функционирующей в трехмиллиметровом диапазоне волн, и является целью настоящей работы.

Сущность

Электромагнитные волны 3-мм диапазона являются наиболее перспективными для достижения поставленной в работе цели как имеющие наиболее высокую точность при измерении пространственных неоднородностей радиотепловых полей. Следует отметить, что общие теоретические принципы СВЧ-радиометрии (радиовидения) достаточно полно рассмотрены в работе [1].

При обзоре пространства частотное разделение диаграммы направленности антенны (ДНА) на несколько лучей, примыкающих друг к другу, позволяет формировать изображение по параллельно-последовательному принципу.

В качестве приемного раскрытия антенны используется открытая электродинамическая структура с эффектом преобразования объемных электромагнитных волн в поверхностные. Техническая реализация этого преобразования происходит в сканирующей антенне с электронным управлением ДНА.

Поэтому основные параметры радиометрической системы «ЗІР» можно сформировать в виде табл.1, приведенной ниже.

Радиометрический приемник построен по 16-канальной схеме обработки сигналов с общей антенной и СВЧ-трактом с двойным преобразованием частоты.

Таблица 1

Параметр	Значение
Диапазон рабочих частот, ГГц	86 - 100
Диапазон промежуточных частот ПЧ1, ГГц	7.0 – 14.2
Размер апертуры антенны, мм	300
Потери в антенне, дБ	1.50
Количество каналов	16
Полоса частот каналов, МГц	$\pm (10 - 370)$
Шумовая температура приемника, град.К	≤ 400
Радиометрическое разрешение, град.К	≤ 3.50
Диапазон измерений, град.К	300 ± 50
Время обзора объекта, с	5

Второе преобразование частоты производится в каждом из каналов обработки при отличающихся частотах вторых гетеродинов, в результате чего формируются смещенные по частотному диапазону полосы отдельных каналов.

Радиометрический приемник построен по схеме полной мощности с периодической внешней калибровкой по двум нагрузкам — одна при температуре окружающей среды, а вторая - при температуре 65⁰С.

Особого внимания требуют шумовая температура приемника и коэффициент рассеяния антенны.

Функциональная схема системы «ЗИР» и общий вид ее приборной (радиометрической) стойки приведены на рис. 1.

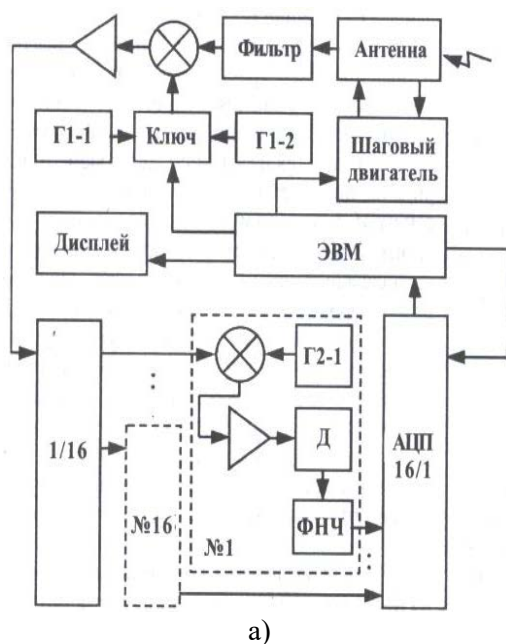


Рис. 1. Функциональная схема (а) и радиометрическая стойка (б) системы «ЗИР»

А на рис.2 приведены демонстрационные примеры сканирования объектов с предметами различной формы.

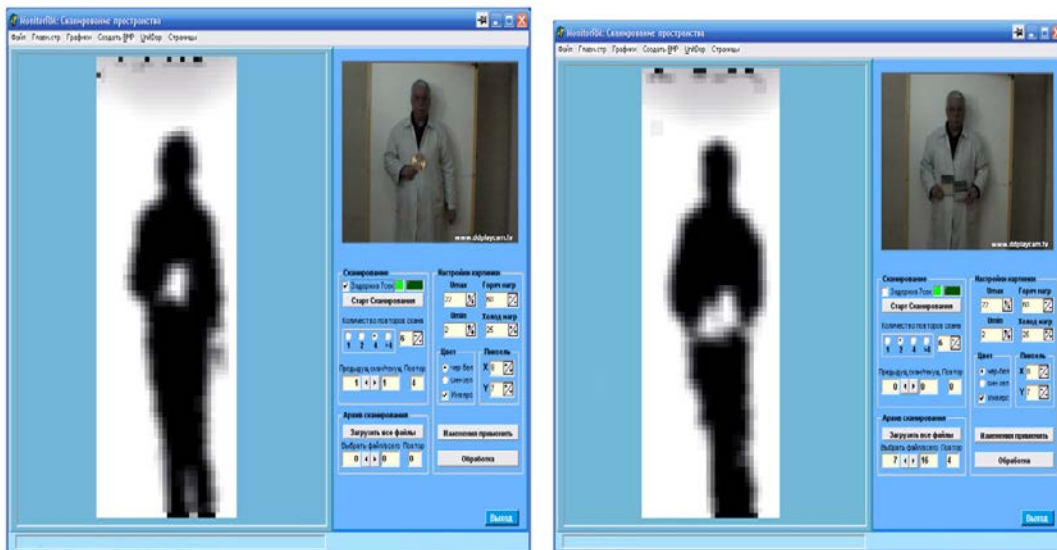


Рис.2 - демонстрационные примеры сканирования объектов с предметами различной формы

Выводы

В работе была теоретически обоснована возможность и на конкретном примере продемонстрирована реализация радиометрической (радиотепловой) системы радиовидения в трехмиллиметрового диапазона волн, позволяющей при прохождении пограничного или таможенного контроля неинвазивно обнаруживать спрятанные под одеждой человека предметы неорганического и органического происхождения – из металла, керамики, пластических и порошкообразных материалов.

Представляется, что приведенные примеры подтверждают перспективность применения в настоящее время подобных систем.

Литература

1. Патент України № 71006, кл. G 01S 13/36 /НВЧ-радіометрична система радіобачення з фіксованим полем спостереження: Шило С.А., Комяк В.О., Муськін Ю.М., Чміль В.М.- 2004, Бюл.№ 11.

ОЦІНКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ДАЛЕКОМІРНОГО КАНАЛУ СИСТЕМ БЛИЖНЬОЇ НАВІГАЦІЇ

Свид І.В.

Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Науки, 14, каф. радіотехнологій інформаційно-комунікаційних систем,
тел. (057) 702-14-44, E-mail: d_rics@nure.ua

The studies in this article allow to estimate the capacity of existing near-navigation radio systems and indicate the low efficiency of the latter in the presence of interrogation signal streams and intentional correlated and uncorrelated interference.

Радіосистеми ближньої навігації (РСБН) [1] знаходять застосування в системі контролю повітряного простору. Пропускна здатність (ПЗ) далекомірного радіомаяка (ДРМ) є основним чинником, що знижує експлуатаційні можливості таких систем. В [1] наведено вираз, на підставі якого можна орієнтовно визначити ПЗ каналу дальності. Однак при такому підході не враховується ряд чинників, що впливає на пропускну здатність. Оцінимо ПЗ каналу дальності РСБН.

ДРМ побудований за принципом відкритої одноканальної системи масового обслуговування з відмовами, що викликає складність його функціонування. Дійсно, при такій реалізації ДРМ на його вхід може надходити як потік сигналів запиту дальності (СЗД), утворених СЗД повітряних об'єктів, що знаходяться в зоні дії даного радіомаяка (РМ), так і потоками навмисних і ненавмисних корельованих і некорельорованих завад [2].

Досліджуємо вплив сумарного потоку СЗД, утвореного внутрісистемними потоками СЗД, потоками навмисних корельованих завад (НКЗ), а також потоками навмисних некорельованих завад (ННЗ), на ПЗ РМ.

При надходженні на вхід ДРМ сумарного потоку СЗД і навмисних некорельованих завад будуть спостерігатися наступні ситуації, що призводять до виключення ДРМ на передавання сигналів відповіді дальності (СВД):

- подавлення СЗД даного запитувача дальності (ЗД) через утворення з ННЗ випереджальних помилкових СЗД (помилкова тривога першого роду), що викликають випромінювання СВД;

- подавлення СЗД даного ЗД через випереджальні СЗД сусідніх ЗД;
- подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Опорний 36»;
- подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Опорний 35»;
- подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Запит індикації»;
- подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Ретрансляція»;
- виключення СЗД даного ЗД через паралізацію ЗД сигналом «Відповідь індикації»;
- високочастотне подавлення окремих імпульсів СЗД даного ЗД при збігу за часом імпульсів потоку СЗД і несприятливих фазових співвідношеннях;
- подавлення СЗД в результаті інерціальності схем вхідних формувачів дешифратора і обмеження завантаження РМ.

Зробимо визначення ймовірності цих подій в припущенні, що потоки СЗД і ННЗ діє на запитальні коди даного ЗД незалежно один від одного і що число джерел, які формують загальний потік сигналів запиту, достатній для характеристики потоку як пуасонівського.

Нехай на вхід ДРМ надходить ННЗ інтенсивністю λ_0 , потік СЗД, що викликає випромінювання відповідних кодів, інтенсивністю λ_1 . При цьому припустимо, що тривалість імпульсів потоку СЗД і ННЗ однакова і дорівнює тривалості імпульсів корисного сигналу τ_0 .

Спільна дія ННЗ і потік СЗД призводить до високочастотного подавлення окремих імпульсів ННЗ і СЗД при несприятливих фазових співвідношеннях, в результаті чого зменшується інтенсивність потоку СЗД.

Імовірність того, що, хоча б один імпульс ННЗ співпадає за часом з імпульсом потоку СЗД і подавить його може бути визначена з наступного співвідношення:

$$P_n = \gamma[1 - \exp(-\lambda_0 \tau_0)],$$

де γ - ймовірність інтерференційного подавлення імпульсу сигналу при його збігу в часі з імпульсом завади. Потік СЗД, з урахуванням високочастотного подавлення, що викликає випромінювання СВД, може бути визначений як

$$\lambda_1^1 = \lambda_1(1 - P_n)^n,$$

Імовірність того, що хоча б один СЗД потрапить в випереджаючий інтервал і подавить СЗД даного ЗД за рахунок часу паралізації ДРМ t_1 при випромінюванні СВД, визначається відповідно:

от ННЗ:

$$P_1^1 = 1 - \exp(-\lambda_n t_1),$$

от СЗД:

$$P_1^2 = 1 - \exp(-\lambda_1^1 t_1),$$

де λ_n - середнє число помилкових СЗД, що утворилися з ННЗ і викликають випромінювання СВД.

Середнє число помилкових n -імпульсних кодів, що призводять до випромінювання СВД можна визначити, як [2]

$$\lambda_n = n \tau_0^n \lambda_0^{n-1} (1 - \tau_c / \tau_0),$$

де τ_c - задана величина селекції імпульсів по тривалості.

Сумарна ймовірність подавлення СЗД даного ЗД за рахунок часу паралізації РМ при випромінюванні СВД складає:

$$P_1 = 1 - \prod_{i=1}^2 (1 - P_1^i).$$

Імовірність подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Опорний 36» може бути визначена як

$$P_2 = 1 - \exp(-\lambda_2 t_2),$$

де λ_2 - інтенсивність потоку сигналів «Опорний 36», t_2 - час паралізації при випромінюванні цього сигналу.

Імовірність подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Опорний 35» може бути визначена як

$$P_3 = 1 - \exp(-\lambda_3 t_3),$$

де λ_3 - інтенсивність потоку сигналів «Опорний 35», t_3 - час паралізації при випромінюванні цього сигналу.

Імовірність подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом «Запит індикації» може бути визначена як

$$P_4 = 1 - \exp(-\lambda_4 t_4),$$

де λ_4 - інтенсивність потоку сигналів «Запит індикації», t_4 - час паралізації при випромінюванні цього сигналу.

Імовірність подавлення СЗД даного ЗД через паралізацію ДРМ сигналом

«Ретрансляція» може бути визначена як

$$P_5 = 1 - \exp(-\lambda_5 t_4),$$

де λ_5 - сумарна інтенсивність потоку сигналів «Ретрансляція» і навмисних корельованих завад по каналу індикації.

Ймовірність виключення СЗД даного ЗД через паралізацію ЗД сигналом «Відповідь індикації» може бути визначена як

$$P_6 = 1 - \exp(-\lambda_6 t_5),$$

де λ_6 - інтенсивність потоку сигналів «Відповідь індикації», t_5 - час паралізації при випромінюванні цього сигналу.

Ймовірність того, що хоча б один імпульс з потоку СЗД накладеться на імпульс запиту дальності даного ЗД і подавить його, становить $m_{10} = \gamma[1 - \exp(-\lambda_c \tau_0)]$, де сумарна інтенсивність потоків СЗД визначається як $\lambda_- = \lambda_1 + \lambda_2$. З урахуванням n імпульсів сигналу запиту ймовірність подавлення запитальний коду складе

$$P_7 = 1 - (1 - P_{10})^n.$$

Ймовірність подавлення СЗД даного ЗД через появу випереджаючих помилкових СЗД, що утворюються в результаті взаємодії першого імпульсу СЗД з випереджуваними імпульсами потоку СЗД (ймовірність помилкової тривоги другого роду) і викликають випромінювання СВД, можна визначити з наступного співвідношення:

$$P_8 = (1 - P_{01})^n,$$

де $P_{01} = \exp(-\lambda_c \tau_0)$.

Ймовірність подавлення СЗД внаслідок інерціальності вхідних формувачів РМ може бути визначена наступним чином: $P_9 = 1 - (1 - P_f)^n$, де m_f - ймовірність подавлення одиночного імпульсу коду через інерціальності формувача.

Ймовірність того, що хоча б один імпульс завади потрапить в небезпечний випереджаючий інтервал і подавить імпульс корисного сигналу, дорівнює

$$m_f = 1 - \exp(-\lambda_c \tau_f).$$

Якщо середнє число запитальних кодів перевищує допустиму величину завантаження відповідача дальності λ_n , то ймовірність відповіді при роботі схеми обмеження завантаження РМ дорівнює $P_o = \lambda_m / \lambda_{омв}$.

Ймовірність випромінювання відповіді на СЗД даного ЗД становитиме

$$\text{при } \lambda_{омв} < \lambda_m \quad P_o = \prod_{i=1}^9 (1 - P_i),$$

$$\text{при } \lambda_{омв} > \lambda_m \quad P_o = P_{co} \prod_{i=1}^9 (1 - P_i).$$

Розрахунки за наведеними виразами наведені на рис.1 (I - $\lambda_o = \lambda_p = 0$, II - $\lambda_o = 20000, \lambda_p = 2000$ и III - $\lambda_o = 40000, \lambda_p = 4000$). Як впливає з наведених залежностей, при збільшенні потоку СЗД і навмисних корельованих завад різко знижується ймовірність відповіді РМ, що вказує на низьку ефективність існуючих РСБН.

Для переходу вимірювача дальності на борту літального апарату в режим стеження необхідне виконання певного критерію виявлення відповідних сигналів, тобто на певне число запитальних сигналів дальності необхідно отримати певну кількість сигналів

відповіді дальності.

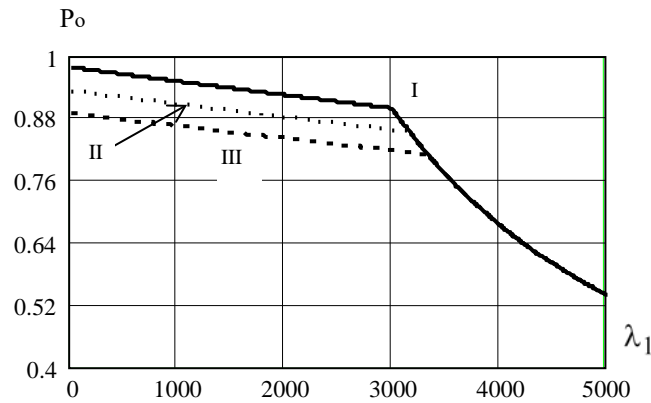


Рис. 1. Оцінка СЗД відповідача ДРМ

Ймовірність переходу вимірювача дальності в режим стеження можна визначити з наступного виразу

$$P_c = \sum_{i=k}^m C_m^i P_o^i (1 - P_o)^{m-i},$$

де m – кількість СЗД, k - критерій переходу в режим стеження. Розрахунки P_c представлені на рис. 2. Наведені розрахунки дозволяють оцінити ймовірність входу бортового вимірювача дальності в режим стеження.

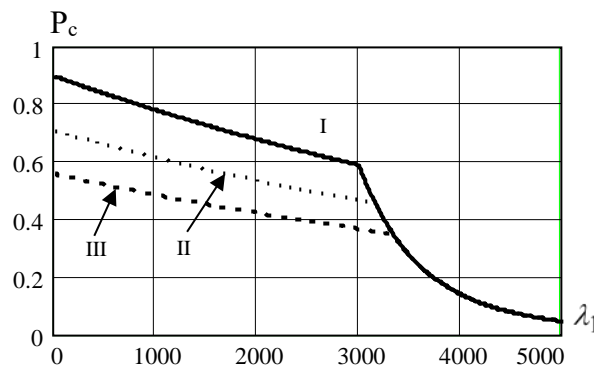


Рис. 2. Оцінка СЗД РСБН

Таким чином, наведене дослідження дозволяє оцінити пропускну здатність існуючих РСБН і вказує на низьку ефективність роботи останніх при наявності потоків СЗД і навмисних корельованих і некорельованих завад.

Література

1. Давыдов П.С. Радиолокационные системы летательных аппаратов / П.С. Давыдов, В.П. Жаворонков, Г.В. Кашеев – М.: Транспорт, 1977. – 345 с.
2. Обод І.І. Завадозахищеність запитальних систем спостереження повітряного простору / І.І. Обод, І.В. Свид, І.А. Штих – Харків: ХНУРЕ, 2014. – 310 с.
3. Фарина А. Цифровая обработка радиолокационной информации / А. Фарина, Ф. Студер. – М.: Радио и связь, 1993. – 319 с.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ БОЕВОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ РЛС В СОСТАВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЗРК

Скорик А.Б., Галицкий О.Ф., Запрута О. А., Цирик Е. С.
Харківський національний університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба
61023, Харків, вул. Сумська 77/79 факультет зенітних ракетних військ
тел. (057) 704-91-73,

E-mail: anatolii.skoryk.65@gmail.com; (050) 302-35-09

The given work is devoted to questions of production of mathematical model for an estimation of efficiency of fighting functioning of a multifunctional radar station (MFRS) in structure of a air defense system (ADS).

The combat functioning of a MFRS is considered as a combination of the following stages:

- search and detection targets in the autonomous sector for a MFRS;
- tracking of targets and the decision of the commander of ADS to launch an SAM;
- tracking of launched missiles and the sending of guidance commands to them.

The model of a multifunctional radar as a three-phase queuing system is proposed. The analysis of the results of the MFRS combat functioning simulation is carried out.

Введение. Для оценки эффективности боевого функционирования многофункциональной РЛС (МФ РЛС) ЗРК, как целостной системы, наиболее удобно использовать аппарат теории массового обслуживания. Вместе с тем, анализ имеющихся в этом направлении работ показывает, что существующие модели не в полной мере отражают особенности боевой работы МФ РЛС с фазированной антенной решеткой в современных ЗРК.

Основная часть. Многофункциональная РЛС с фазированной антенной решеткой способна решать задачи поиска, захвата на сопровождение одновременно нескольких целей и наведения на каждую из целей нескольких ракет. Таковую МФ РЛС можно рассматривать как разновидность системы массового обслуживания (СМО). Для системы массового обслуживания основным фактором, обуславливающим протекающие в ней процессы, является поток заявок.

Под заявками для МФ РЛС следует понимать воздушные цели. Случайный характер обнаружения целей делает невозможным точное определение количества целей в очереди, так как фактически должны рассматриваться все цели, входящие в сектор поиска МФ РЛС.

Как правило, в современном противовоздушном бою в налете используется достаточно большое количество средств воздушного нападения (СВН), причем их действия осуществляются боевыми группами. Каждая боевая группа может рассматриваться как ординарный стационарный поток. Часть воздушных целей, попадающих в сектор поиска МФ РЛС, не входят в зону поражения ЗРК.

Известно, что при суммировании большого числа ординарных стационарных потоков с практически любым последствием получается поток сколь угодно близкий к простейшему. Условия, которые должны для этого соблюдаться аналогичны условиям центральной предельной теоремы, а именно: складываемые потоки должны оказывать на сумму приблизительно равномерно малое влияние. Поэтому будем считать, что на вход СМО поступает простейший поток заявок (целей) с плотностью

$$f(t) = \lambda e^{-\lambda t}, \quad (1)$$

где λ – плотности потока целей.

Плотность потока целей определяется плотностью налета

$$\lambda = \frac{1}{\Delta t_{ц}}, \quad (2)$$

где $\Delta t_{ц}$ – интервал между целями.

Боевое функционирование многофункциональной РЛС в составе многоканального ЗРК можно представить следующими этапами:

- поиск и обнаружения цели в автономном секторе поиска МФ РЛС;
- захват цели на сопровождение МФРЛС и принятия решения командиром ЗРК на пуск ЗУР;
- захват на сопровождения МФ РЛС стартовавших ЗУР и передачи на них команд наведения.

В соответствии с рассмотренными этапами боевой работы функционирование МФ РЛС можно представить в виде трехфазной системы массового обслуживания.

В первой фазе СМО имеется один прибор, моделирующий процесс поиска целей МФ РЛС с функцией распределения продолжительности обслуживания равной

$$f_1(t) = 1 - e^{-\mu_{1j}t} \quad (3)$$

Перед первой фазой допускается очередь со случайным временем ожидания, распределенным по закону

$$f(t) = 1 - e^{-\nu t} \quad (3)$$

где ν – интенсивность ухода заявок.

Заявка может покинуть систему при превышении времени ожидания, что соответствует выходу цели из сектора поиска МФ РЛС. Заявка может покинуть систему, как находясь в очереди, так и на обслуживании.

Количество заявок в очереди определяется максимальным количеством целей, действующих в секторе поиска МФ РЛС.

Поиск целей производится последовательно путем просмотра сектора поиска МФ РЛС, после чего первая из обнаруженных целей выдается в свободный целевой канал для захвата на сопровождение. Обслуженная заявка (цель обнаружена) с вероятностью a_2 поступает из прибора первой фазы на обслуживание во 2^{ую} фазу, и с вероятностью $a_1 = 1 - a_2$ (пропуск цели) покидает систему.

По окончании операций по захвату цели на сопровождение производится пуск по ней ракет, либо цель сбрасывается с сопровождения МФ РЛС. В соответствии с таким алгоритмом действий, во второй фазе СМО имеется один прибор, моделирующий процесс захвата n целей на сопровождение МФ РЛС и принятия решения на обстрел целей с функцией распределения продолжительности обслуживания равной

$$f_2(t) = 1 - e^{-\mu_{oc}t} \quad (4)$$

На время работы прибора второй фазы осуществляется блокировка прибора первой фазы. По окончании операций во второй фазе, с вероятностью b_2 принимается решение на обстрел цели, и заявка передается на обслуживание в третью фазу, либо с вероятностью $b_1 = 1 - b_2$ заявка покидает систему (производится ее сброс с сопровождения МФ РЛС) и происходит разблокировка прибора первой фазы.

В третьей фазе СМО имеется m приборов, моделирующих m -каналов сопровождения МФ РЛС зенитных ракет и передачи на них команд наведения с функцией распределения продолжительности обслуживания равной

$$f_3(t) = 1 - e^{-\mu_{об}t} \quad (5)$$

Величины: μ_{1j} , μ_{oc} , $\mu_{об}$ в выражениях (2, 4, 5) – интенсивности обслуживания заявок приборами 1^{ой}, 2^{ой} и 3^{ей} фаз соответственно.

Ограниченность имеющихся временных ресурсов МФ РЛС приводит к появлению зависимости интенсивности обслуживания поступающих заявок в первой фазе от интенсивности обслуживания заявок во второй фазе и количества обслуживаемых заявок приборами третьей фазы.

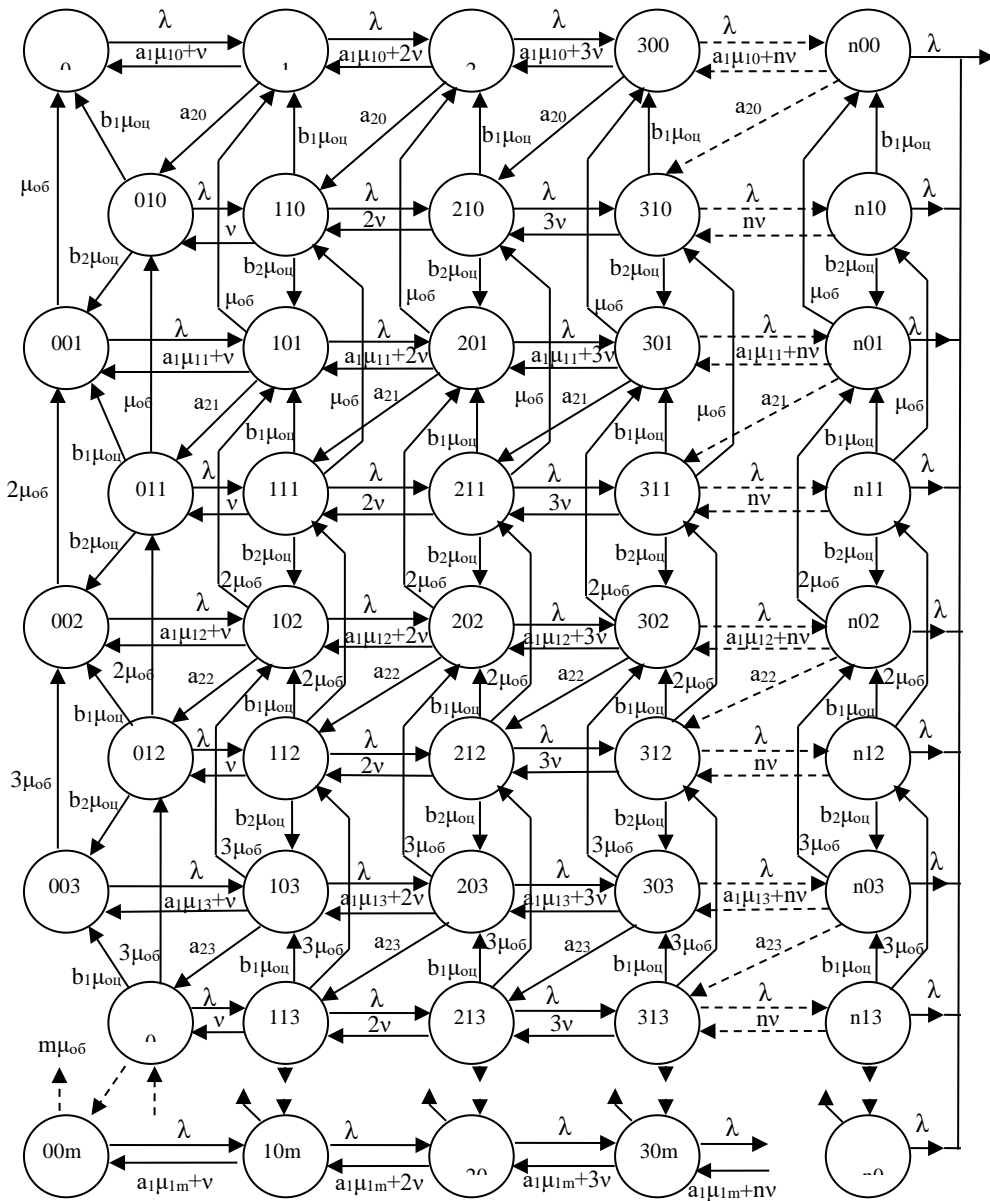


Рис. 1. Граф переходов СМО

Невозможность ведения поиска МФ РЛС при занятости всех ракетных и целевых каналов в модели учитывается блокировкой прибора первой фазы при занятости всех приборов третьей фазы.

Состояние МФ РЛС в произвольный момент времени обозначим тройкой индексов (c, i, j) , где c - число целей, связанных с первой фазой обслуживания, i - число целей, связанных со второй фазой обслуживания, j - число целей, находящихся на обслуживании в третьей фазе. Определенная таким образом система имеет счетное число состояний. Размеченный граф переходов этой системы изображен на рис. 1.

Из графа видно, что МФ РЛС, находясь в состоянии $(0,0,0)$ не осуществляет работу, связанную с обнаружением, сопровождением и обстрелом целей.

В состояниях (c, i, j) , при $i = 0$ на второй фазе нет целей на обслуживании. При $i = 1$ во второй фазе обслуживается очередная обнаруженная цель с интенсивностью $\mu_{\text{оч}}$. При $c \leq n$ производится обзор сектора поиска.

При $j \leq m$ производится сопровождение стартовавших ЗУР и формирование команд наведения с интенсивностью $\mu_{\text{об}}$.

В состояниях $c = n, j = m$ приборы первой и второй фазы заблокированы и разблокирование произойдет лишь в том случае, если освободится один из каналов третьей фазы. Это значит, что ресурсы МФ РЛС полностью расходуются на решение задач сопровождения целей и наведения на них ракет, и временной баланс работы МФ РЛС не позволяет осуществлять поиск новых целей.

Для получения практических результатов было проведено моделирование функционирования такой системы для случая $n = m = 3$.

Результаты моделирования показывают, что при небольших плотностях налета целей ($\lambda = 1..2$) наиболее вероятным событием будет наличие не более одного занятого целевого канала МФ РЛС, при этом реализуется последовательный обстрел целей с учетом глубины зоны поражения. В результате определяющими факторами будут интенсивность обслуживания целей прибором первой фазы (время, затраченное на поиск цели). Обстрел целей осуществляется на дальней границе зоны поражения.

С увеличением плотности налета целей ($\lambda = 2,5..4$) происходит увеличение занятости числа целевых каналов МФ РЛС и повышение огневой производительности ЗРК в целом. Это зависит от своевременности принятия решения на обстрел целей, в результате чего увеличивается интенсивность обслуживания приборами третьей фазы. Однако при этом обстрел целей возможен только лишь за счет использования глубины зоны поражения.

В тоже время дальнейшее увеличение плотности налета целей ($\lambda > 4$) не приводит к существенному увеличению огневой производительности ЗРК. Так как при этом определяющими факторами становятся не только интенсивности обслуживания целей приборами первой и второй фаз, но и интенсивность обслуживания приборами третьей фазы, а именно дальности обстрела цели (полетное время ракеты до точки встречи с целью). При этом очевидным становится, что если цели обстреливаются на дальней границе зоны поражения, то интенсивность обслуживания целей приборами третьей фазы не очень высокая, из-за продолжительной занятости целевых каналов МФ РЛС (приборы второй фазы заблокированы). При обстреле целей в глубине зоны поражения интенсивность обслуживания приборами третьей фазы повышается, и общая огневая производительность ЗРК также увеличивается, это имеет место при разблокировании приборов первой (второй) фаз обслуживания. Более того, с увеличением времени на поиск цели интенсивность обслуживания цели прибором первой фазы уменьшается, при этом даже при незначительном увеличении времени принятия решения на обстрел цели происходит снижение интенсивности обслуживания прибором второй фазы, и в целом огневой производительности ЗРК и наиболее вероятным будет занятость 1- 2 целевых каналов.

Вывод. Полученные результаты показывают, что для увеличения огневой производительности многоканального ЗРК целесообразно иметь в составе МФ РЛС отдельную ФАР для формирования команд наведения ракет, что обеспечит снижение влияния занятости ракетных каналов на поисковые возможности МФ РЛС. Полученные результаты оценки огневой производительности многоканального ЗРК с МФ РЛС не противоречат известным научным результатам.

КОМПЛЕКСНА МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ПОТУЖНОСТІ АКТИВНОЇ ШУМОВОЇ ПЕРЕШКОДИ, ВІДБИТОЇ ПОВЕРХНЕЮ ЗЕМЛІ, В ТРАКТІ РЛС ВИЯВЛЕННЯ

Сніцаренко П.М.

Національний університет оборони України імені Івана Черняхівського
03049, Київ, Повітрофлотський пр-т, 28, E-mail: cvsdnaou@i.ua

This work describes the analytical model of estimation of the power of reflection of an active noise obstacle reflected from the earth surface in a receiving highway RLS detection of aims as a methodical basis of estimation of the influence of this component obstacle on potential possibilities of the station.

Вступ. При розгляді задач, пов'язаних із аналізом впливу активної шумової перешкоди (АШП) на РЛС, як правило, обмежуються випадком прийому тільки з прямого напрямку постановника активної перешкоди (ПАП). Однак досвід показує, що значний рівень перешкоди на вході РЛС обумовлений також її відбиттям від місцевих предметів поблизу станції.

Особливе місце в загальному перешкодовому фоні займають відбиття АШП від підстиляючої поверхні Землі навколо точки стояння антени РЛС. При цьому характерним є як дзеркальне, так і дифузне відбиття енергії перешкоди. Загальною особливістю обох видів відбиття є те, що вони відбиваються приблизно однорідним площинним об'єктом, яким є позиція РЛС. Це створює в цілому рівномірний розподіл віддзеркаленої потужності перешкоди в межах значної площі поверхні Землі поблизу РЛС без виражених максимумів з окремих напрямків. Через це на вході приймальних каналів РЛС руйнується просторова кореляція прийнятих відбитих коливань [1], а за характером впливу на станцію явище є еквівалентним збільшенню власних шумів її приймального тракту. Існуючі методи адаптації не дозволяють ефективно компенсувати таку перешкоду, а тому її рівень, складаючись із власними шумами приймального тракту, фактично визначає потенційні можливості РЛС в умовах АШП.

Незважаючи на цю важливу обставину, фактору впливу відбиття АШП на РЛС не приділено достатньої уваги, кількісна оцінка його внеску у загальний перешкодовий фон у приймальному тракті РЛС не проведена. Отже, обґрунтування моделі оцінки потужності АШП, що відбивається підстиляючою землею поверхнею біля точки стояння РЛС та попадає в її приймальний тракт має як науковий, так і практичний інтерес. Вирішимо цю задачу з огляду на найбільш істотні особливості процесу.

Основна частина. Комплексна загальна сутність моделі полягає у тому, що потужність АШП в тракті РЛС, відбитої підстиляючою поверхнею Землі, є сумою дзеркального і дифузного компонентів

$$P_{\Sigma} = P_{\partial z} + P_{\partial}. \quad (1)$$

Оскільки процеси дзеркального і дифузного відбиття АШП відрізняються, то значення $P_{\partial z}$ і P_{∂} можна визначати роздільно, тобто за окремими моделями.

Оцінка дзеркальної складової АШП. Геометричні передумови для вирішення задачі оцінки дзеркальної складової $P_{\partial z}$ пояснює рис.1.

При дзеркальному відбитті АШП від підстиляючої поверхні прийом РЛС відбитої складової в загальному випадку можливий при виконанні умови попадання енергії перешкоди в розкриті антени станції. При цьому істотно важлива для відбиття АШП в антену РЛС площадка має конкретні обриси, які визначаються кутом розвороту (положення) антени відносно ПАП, розміром її апертури, а також кутом падіння АШП на підстиляючу поверхню ε .

Із рис.1 видно, що довжина цієї площадки дорівнює

$$R_{\max} - R_{\min} = \frac{h^* + a}{\operatorname{tg} \varepsilon} - \frac{h^* - a}{\operatorname{tg} \varepsilon} = \frac{2a}{\operatorname{tg} \varepsilon}, \quad h^* \geq a. \quad (2)$$

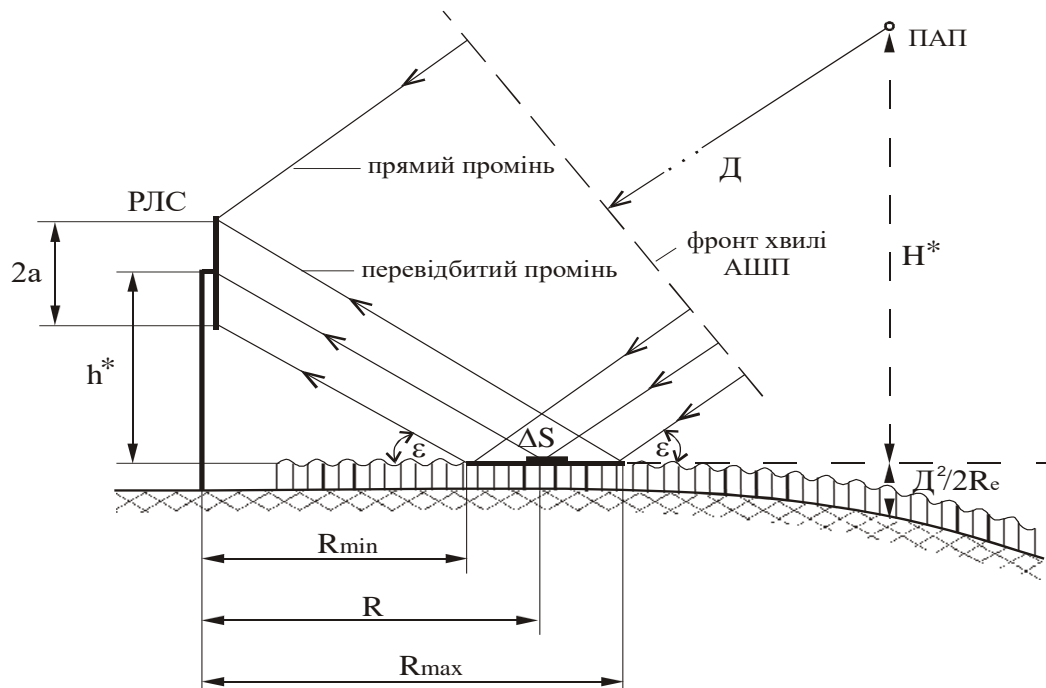


Рис. 1. Геометрична картина дзеркального відбиття АШП в напрямку РЛС

Для прямокутних антен ширина площадки визначається проекцією горизонтального розміру апертури $2b$ і її товщини $2c$ на площину перпендикулярну азимутальному напрямку на ПАП

$$d = 2[b \cos(\beta_0 - \beta_{ПАП}) + c \sin(\beta_0 - \beta_{ПАП})] \quad (3)$$

де β_0 – осьовий напрямок апертури антени РЛС;

$\beta_{ПАП}$ – азимут на ПАП відносно РЛС.

Ясно, що $d_{max} = 2b$, $d_{min} = 2c$. Звідси площа $S_{оз}$ площадки, істотної для дзеркального відбиття АШП в тракті РЛС, задовольняє умові

$$4ac / \operatorname{tg} \varepsilon \leq S_{оз} \leq 4ab / \operatorname{tg} \varepsilon \quad (4)$$

Умова (4) визначає межі енергетичної зони, суттєвої для дзеркального відбиття радіохвиль на лінії РЛС – ПАП. Із (3) та (4) випливає, що в залежності від кута $\Delta\beta = \beta_0 - \beta_{ПАП}$, буде змінюватися і потужність дзеркально відбитої АШП у тракті РЛС, яка пропорційна величині площі $S_{оз}$. Крім цього, при скануванні діаграми направленості антени (ДНА) відбувається додаткова модуляція потужності перешкоди даного виду в тракті РЛС, оскільки змінюються властивості спрямованості антени у напрямку елементів площадки $S_{оз}$. В свою чергу, підсилювальні властивості антени (величина коефіцієнта направленої дії (КНД) – G) у напрямку елементів цієї площадки за загальновідомим принципом визначаються кутом візування її елементів по відношенню до електричного центру апертури (максимуму головного променя ДНА), а в ближній зоні (зоні Френеля) величина G , до того ж, є функцією відстані від антени до точки спостереження [2 – 7], тобто $G = G(\beta, \varepsilon, R)$. При цьому, в залежності від висоти перевищення електричного центру антени над середнім рівнем підстиляючої поверхні h^* , а також від положення максимуму головного променя ДНА відносно розглянутої площадки, можна говорити про характерні ситуації прийому потужності $P_{оз}$: в секторі головного променя, ближніми боковими пелюстками чи фоном ДНА. Причому, додатково ці ситуації варто розглядати окремо – для умов ближньої і дальньої зон. З урахуванням зазначеного, зробимо оцінку потужності відбитої перешкоди в приймальному тракті РЛС.

Судячи з рис.1, при спектральній щільності потужності АШП з борту ПАП Q , біля

елементарної площадки $\Delta S = R \Delta R \Delta \beta$ її рівень досягає значення

$$Q_{\Delta S} = \frac{Q}{4\pi D^2}, \quad (5)$$

де D – відстань між РЛС і ПАП.

Величина елементарної потужності АШП, що попадає на площадку ΔS , залежить від кута падіння ε , тому елементарна енергія перешкоди, що приходить на цю площадку, складе значення

$$\Delta Q_{\Delta S} = Q_{\Delta S} \Delta S \sin \varepsilon = \frac{QH^*}{4\pi D^3} R \Delta R \Delta \beta, \quad (6)$$

де $H^* = H - \frac{D^2}{2R_e}$ – перевищення точки ПАП над лінією радіогоризонту (H – висота ПАП над рівнем Землі, R_e – еквівалентний радіус Землі).

Енергія, що випромінюється елементарною площадкою ΔS у простір дзеркально, залежить від величини загального коефіцієнта відбиття Γ підстиляючої поверхні (визначається за кривими Берроуза [8]) і є часткою дзеркальної складової від сукупного відбиття. Для шорсткої поверхні, що характерно для позицій дислокації наземних РЛС, частка дзеркальної складової може бути обчислена за формулою [9]

$$\Gamma_{\partial z} = \exp \left\{ -2 \left(\frac{2\pi Z \sin \varepsilon}{\lambda} \right)^2 \right\}, \quad (7)$$

де Z – середньоквадратичне відхилення розподілу нерівностей поверхні навколо РЛС;

λ – довжина хвилі РЛС.

Таким чином, енергія, дзеркально відбита від елементарної площадки ΔS , дорівнює

$$\Delta Q_{\Delta S}^* = \Delta Q_{\Delta S} \Gamma_{\partial z}. \quad (8)$$

Вважаючи, що при відстані до елементарної площадки ΔS від точки встановлення антени РЛС – R , відстань між електричним центром антени та площадкою ΔS дорівнює $\sqrt{R^2 + h^{*2}}$ (причому $h^* > 0$), сумарний коефіцієнт втрат АШП по трасі поширення та у приймальному тракті РЛС – k_Σ , а КНД антени РЛС у напрямку площадки – $G(\beta, \varepsilon, R)$, запишемо вираз для елементарної потужності віддзеркаленої АШП у смузі ΔF приймального тракту станції

$$\Delta P_{\partial z} = \Delta Q_{\Delta S}^* \frac{G(\beta, \varepsilon, R) \lambda^2 \Delta F}{4\pi k_\Sigma (R^2 + h^{*2})} = \frac{Q \lambda^2 \Delta F H^* \Gamma_{\partial z}}{(4\pi)^2 k_\Sigma D^3} G(\beta, \varepsilon, R) \frac{R \Delta R \Delta \beta}{R^2 + h^{*2}}. \quad (9)$$

Спрямовуючи ΔR і $\Delta \beta$ до нуля, можна одержати загальний вираз для величини потужності АШП у тракті РЛС, відбитої від усієї площадки $S_{\partial z}$, у вигляді інтеграла

$$P_{\partial z} = \frac{Q \lambda^2 \Delta F H^* \Gamma_{\partial z}}{(4\pi)^2 k_\Sigma D^3} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \int_{R_{\min}}^{R_{\max}} G(\beta, \varepsilon, R) \frac{R}{R^2 + h^{*2}} dR d\beta. \quad (10)$$

де $\beta_1 = -\arctg(d/2R)$, $\beta_2 = \arctg(d/2R)$, а R_{\min} та R_{\max} – за формулою (2).

Вираз (10) визначає аналітичну сутність моделі оцінки потужності дзеркальної складової відбитої АШП у приймальному тракті РЛС в загальному вигляді.

Оцінка дифузної складової АШП. Сутність геометричних передумов пояснює рис.2.

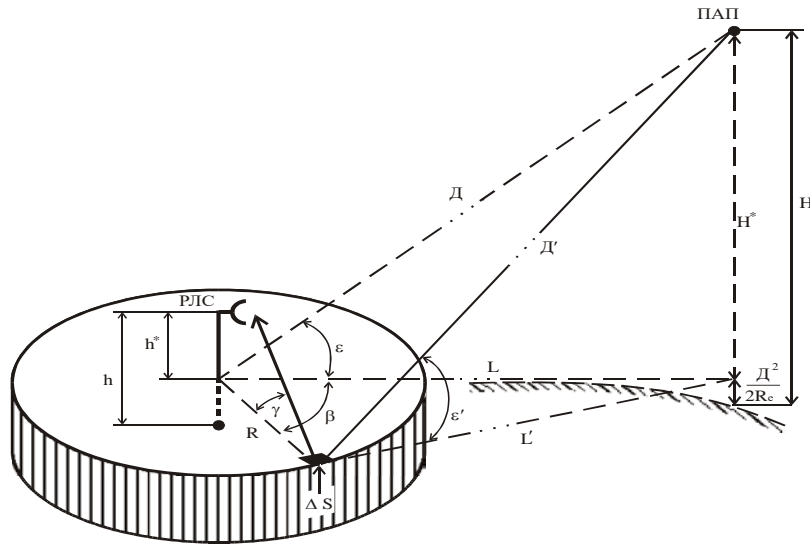


Рис.2. Геометрична картина дифузного перевідбиття АШП в напрямку РЛС

В реальних умовах звичайно $R \ll D$, тому $D' \approx D$ і $\varepsilon' \approx \varepsilon$. Тоді біля елементарної площадки $\Delta S = R \Delta R \Delta \beta$, при спектральній щільності потужності АШП з борту ПАП Q , її рівень визначається також за формулами (5) та (6).

Виходячи із (7), частка дифузної складової відбиття АШП для шорсткої поверхні складе величину

$$\Gamma_{\partial} = \Gamma - \Gamma_{\partial z} = \Gamma - \exp \left\{ -2 \left(\frac{2\pi Z \sin \varepsilon}{\lambda} \right)^2 \right\}. \quad (11)$$

Відзначимо також, що при дифузному відбитті прийнятне наближення до реального процесу дає закон Ламберта, що визначає опис розподілу потужності відбитого сигналу за законом косинуса [8, 10]. З урахуванням цього, і, приймаючи до уваги поширення відбиття тільки у верхню напівсферу, запишемо вираз для елементарної енергії АШП, дифузно відбитої площадкою ΔS у напрямку антени РЛС

$$\Delta Q_{\Delta S}^* = \frac{QH^*}{4\pi D^3} \Gamma_{\partial} \frac{\sin \gamma}{2\pi} R \Delta R \Delta \beta = \frac{QH^* \Gamma_{\partial} h^* R}{8\pi^2 D^3 \sqrt{R^2 + h^{*2}}} \Delta R \Delta \beta \quad (12)$$

де h^* – перевищення електричного центра антени РЛС над середнім рівнем підстиляючої поверхні Землі.

Тоді значення елементарної потужності дифузно відбитої АШП у приймальному тракті РЛС з полосною ΔF (з урахуванням КНД антени РЛС $G(\beta, \varepsilon, R)$ у напрямку елементарної площадки ΔS та коефіцієнта втрат АШП на трасі поширення k_{Σ}), складе величину

$$\Delta P_{\partial} = \frac{QG(\beta, \varepsilon, R) \lambda^2 \Delta F \Gamma_{\partial} H^* h^* R}{32(\pi D)^3 (R^2 + h^{*2}) \sqrt{R^2 + h^{*2}} k_{\Sigma}} \Delta R \Delta \beta. \quad (13)$$

Переходячи до інтегрування, одержимо

$$P_{\partial} = \frac{Q \lambda^2 \Delta F \Gamma_{\partial} H^* h^*}{32(\pi D)^3 k_{\Sigma}} \int_{\beta_1}^{\beta_2} \int_{R_{\min}}^{R_{\max}} G(\beta, \varepsilon, R) \frac{R dR d\beta}{\sqrt{R^2 + h^{*2}}^3}, \quad (14)$$

де границі інтегрування β_1 , β_2 означають межі секторів головного променя чи ближніх бокових пелюсток, або фону ДНА радіолокатора, а R_{\min} і R_{\max} – визначені (обумовлені) межі по дальності в цих секторах.

Вираз (14) визначає аналітичну сутність моделі оцінки потужності дифузної складової відбитої АШП у приймальному тракті РЛС в загальному вигляді.

Застереження. Вирази (10) та (14), що визначають моделі оцінки потужності дзеркальної та дифузної складової відбитої АШП відповідно, можна використовувати безпосередньо в тому випадку, коли допускається прийняття $G(\beta, \varepsilon, R) = const$, тобто для орієнтовних розрахунків. Для більш достовірних оцінок є необхідним розгляд характерних випадків, що враховують властивості направленості антени РЛС, зокрема у ближній зоні.

Висновки. 1. На основі врахування основних технічних характеристик РЛС, особливостей розповсюдження радіовипромінювання від ПАП в напрямку радіолокатора, обґрунтовано основну формулу комплексної моделі та її складові для аналітичної оцінки сукупної потужності АШП, відбитої земною поверхнею навколо точки стояння станції, яка попадає в її приймальний тракт.

2. Негативний вплив відбитої складової АШП по відношенню до перешкоди з прямого напрямку з наближенням ПАП до РЛС буде зростати швидше в силу її пропорційності $1/D^3$.

3. Відбита підстиляючою поверхнею поблизу РЛС АШП, яка попадає в приймальний тракт станції, за певних умов може перевищити рівень внутрішнього шуму тракту, що визначатиме потенційні інформаційні можливості РЛС в умовах впливу АШП. Зневажання цим фактором веде до завищених оцінок цих можливостей станції.

4. Отримане рішення може використовуватися як основа методичного апарату оцінки впливу відбитої складової АШП на інформаційні можливості РЛС, розгорнутих на конкретних позиціях, виробленні рекомендацій щодо захисту від перешкод.

Література

1. Алмазов В.Б. Получение и обработка радиолокационной информации / В.Б. Алмазов, В.Н. Манжос. – Харьков: ВИРТА ПВО, 1985. – 428 с.
2. Сканирующие антенные системы СВЧ. – Ч.1. – М.: Сов. радио, 1966. – 536 с.
3. Уайт Дональд Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи / Дональд Р.Ж. Уайт. – Т.1. – М.: Сов. радио, 1977. – 352 с.
4. Копейкин В.И. К расчету коэффициента направленного действия прямоугольного раскрытия в зоне Френеля / В.И. Копейкин // Радиотехника и электроника. – 1967. – Т.12. – № 1. – С.132–136.
5. Минин Б.А. СВЧ и безопасность человека / Б.А. Минин. – М.: Сов. радио, 1974. – 352с.
6. Шелухин О.И. Радиосистемы ближнего действия / О.И. Шелухин. – М.: Радио и связь, 1989. – 240 с.
7. Hansen R.C. Rapid calculation of hear-field fluence of HPM antennas / R.C. Hansen, L.F. Libelo // IEEE Trans Elektromagn. Compatib. – 1992. – Vol. 34. – № 3. – P.206–213.
8. Чёрный Ф.Б. Распространение радиоволн / Ф.Б. Чёрный. – М.: Сов.радио, 1972. – 464 с.
9. Справочник по радиолокации: в 4 т. / Под ред. М. Сколника; пер. с англ. под общ. ред. К.Н. Трохимова // Т.1. Основы радиолокации. – М.: Сов.радио, 1976. – 456 с.
10. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации / М.И. Финкельштейн. – М.: Радио и связь, 1983, – 536 с.

ГОРИЗОНТАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ДИПОЛЬ НАД СЛОЕМ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА: ТОЧНОЕ ПОЛНОВОЛНОВОЕ РЕШЕНИЕ

Стадник А.М.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, 14, каф. МИРЭС, тел. (057) 702-15-87,

E-mail: oleksandr.stadnyk@nure.ua

The possibility of electromagnetic waves propagation in media with simultaneously negative permittivity and permeability (left-handed metamaterials) has many practical applications, for example, the idea of so-called "superlens". Exact full-wave solution to the problem of the electric dipole radiation over the metamaterial layer is derived. Spatial distribution of the electromagnetic field in the layer, as well as the incident and reflected fields is presented. Analysis of the Poynting vector streamlines confirmed the hypothesis, that the change in sign of the tangential component at the interface is the cause of the focusing ability of the boundary between the normal and the left-handed media.

Актуальность проблемы фокусировки волновых полей обусловлена ее широким использованием в научных экспериментах и практических приложениях для концентрации энергии электромагнитных и звуковых волн, необходимой для воздействия на среду, вещество или биологические объекты; для получения изображений объектов в непрозрачных средах - в промышленной дефектоскопии, в медицинской диагностике, в локации объектов в атмосфере и водоемах и т.д. Уникальные возможности для разработки новых перспективных устройств фокусировки электромагнитных полей дает практическая реализация так называемых метаматериалов, под которыми в данной работе понимаются вещества с одновременно отрицательными в некотором частотном диапазоне вещественными частями диэлектрической и магнитной проницаемостями.

В работе [1] Дж. Пендри была выдвинута идея «суперлинзы» с разрешающей способностью выше дифракционного предела. Последовавшая затем дискуссия была ограничена источником излучения в виде монополя, геометро-оптическим приближением и бездиссипативными средами. Поэтому, учитывая перспективы практического применения плоских линз (которые проще в изготовлении, чем сферические) из метаматериалов, актуальным представляется рассмотрение модельных задач на примере точечного, расположенного над полупространства или слоем из метаматериала, которые позволяют более глубокий физический анализ явления фокусировки электромагнитного поля линзой Пендри [2-4], причем критически важным при этом является учет потерь в метаматериалах.

Целью работы является анализ пространственного распределения электромагнитного поля элементарного электрического диполя, расположенного на конечном расстоянии горизонтально к границе плоского слоя из метаматериала с потерями.

Постановка задачи. Рассмотрим два полупространства, разделенные плоским слоем толщины h . Ось z системы координат направлена вверх нормально к слою, так что его верхняя и нижняя границы задаются уравнениями $z=0$ и $z=-h$ (рис. 1). Комплексные диэлектрическая и магнитная проницаемости каждой среды есть $\varepsilon_a(\omega)$, $\mu_a(\omega)$, где индексом a отмечены величины, относящиеся к верхнему ($a=1$) и нижнему ($a=3$) полупространствам, а также к разделяющему их слою ($a=2$). Электромагнитное поле, создаваемое монохроматическим (временная зависимость вида $e^{-i\omega t}$) горизонтальным источником с плотностью тока $\mathbf{j}_\omega(\mathbf{r}) = \{j_x(\mathbf{r}), j_y(\mathbf{r}), 0\}$, описывается уравнениями Максвелла $\text{rot} \mathbf{E}_{a\omega}(\mathbf{r}) = i\omega\mu_a(\omega)\mathbf{H}_{a\omega}(\mathbf{r})$ и $\text{rot} \mathbf{H}_{a\omega}(\mathbf{r}) = -i\omega\varepsilon_a(\omega)\mathbf{E}_{a\omega}(\mathbf{r}) + \mathbf{j}_\omega(\mathbf{r})$ с соответствующими граничными условиями при $z=0$ и $z=-h$. Для точечного горизонтального диполя $\mathbf{j}_\omega(\mathbf{r}) = \mathbf{p}\delta(x)\delta(y)\delta(z-d)$, где $\mathbf{p} = (p_x, p_y, 0)$, откуда

$$\mathbf{j}_\omega(\mathbf{q}, z) = \mathbf{p}\delta(z-d).$$

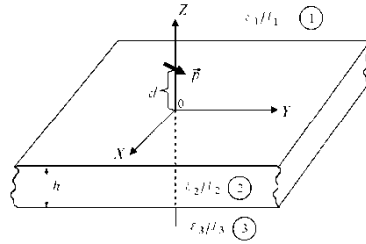


Рисунок 1 – Геометрия задачи

Метод решения. Вводя преобразование Фурье $\mathbf{E}_a(\mathbf{r})$ (аналогично для $\mathbf{H}_a(\mathbf{r}), \mathbf{j}(\mathbf{r})$)

$$\mathbf{E}_a(\mathbf{r}) = \frac{1}{(2\pi)^2} \int d\mathbf{q} e^{i\mathbf{q}\mathbf{r}} \mathbf{E}_a(\mathbf{q}, z), \quad \mathbf{q} = (q_x, q_y, 0), \mathbf{r} = (x, y, 0), \quad (1)$$

и новые переменные $E_{\parallel}(\mathbf{q}, z), E_{\perp}(\mathbf{q}, z)$ посредством $qE_{\parallel}(\mathbf{q}, z) = q_x E_x(\mathbf{q}, z) + q_y E_y(\mathbf{q}, z)$
 $qE_{\perp}(\mathbf{q}, z) = -q_y E_x(\mathbf{q}, z) + q_x E_y(\mathbf{q}, z)$, (так же для $H_{\parallel}(\mathbf{q}, z), H_{\perp}(\mathbf{q}, z)$ и $j_{\parallel}(\mathbf{q}, z), j_{\perp}(\mathbf{q}, z)$) исходные уравнения можно свести к двум независимым системам уравнений:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \gamma_a^2 \right) E_{a\perp}(\mathbf{q}, z) = -i\omega\mu_a j_{\perp}(\mathbf{q}, z), \quad H_{a\parallel}(\mathbf{q}, z) = -\frac{1}{i\omega\mu_a} \frac{\partial E_{a\perp}(\mathbf{q}, z)}{\partial z}, \quad (2)$$

$$H_{az}(\mathbf{q}, z) = \frac{q}{\omega\mu_a} E_{a\perp}(\mathbf{q}, z), \quad \mu_a \neq 0$$

и

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + \gamma_a^2 \right) H_{a\perp}(\mathbf{q}, z) = -\frac{\partial j_{\parallel}(\mathbf{q}, z)}{\partial z}, \quad E_{a\parallel}(\mathbf{q}, z) = \frac{1}{i\omega\varepsilon_a} \left(\frac{\partial H_{a\perp}(\mathbf{q}, z)}{\partial z} + j_{\parallel}(\mathbf{q}, z) \right), \quad (3)$$

$$E_{az}(\mathbf{q}, z) = -\frac{q}{\omega\varepsilon_a} H_{a\perp}(\mathbf{q}, z), \quad \varepsilon_a \neq 0,$$

где $\gamma_a = \sqrt{k_a^2 - q^2}$, $k_a = \omega\sqrt{\varepsilon_a\mu_a}$, $q = \sqrt{q_x^2 + q_y^2}$.

Расщепление исходной системы уравнений Максвелла на две подсистемы (2) и (3) соответствует выделению источников, ответственных за возбуждение *TM* и *TE* волн.

Результаты. Обратным преобразованием Фурье находятся поля $\mathbf{E}_a(\mathbf{r}), \mathbf{H}_a(\mathbf{r})$, которые компактно записываются в цилиндрических координатах (ρ, φ, z) . При $z > 0$:

$$E_{1\rho}(\rho, \phi, z) = -\frac{p_\rho(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q \left\{ \begin{array}{l} \frac{\gamma_1}{\omega\varepsilon_1} \left[e^{i\gamma_1|z-d|} + R_h^\varepsilon(q) e^{i\gamma_1(z+d)} \right] J_-(q\rho) \\ + \frac{\omega\mu_1}{\gamma_1} \left[e^{i\gamma_1|z-d|} + R_h^\mu(q) e^{i\gamma_1(z+d)} \right] J_+(q\rho) \end{array} \right\},$$

$$E_{1\phi}(\rho, \phi, z) = -\frac{p_\phi(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q \left\{ \begin{array}{l} \frac{\gamma_1}{\omega\varepsilon_1} \left[e^{i\gamma_1|z-d|} + R_h^\varepsilon(q) e^{i\gamma_1(z+d)} \right] J_+(q\rho) \\ + \frac{\omega\mu_1}{\gamma_1} \left[e^{i\gamma_1|z-d|} + R_h^\mu(q) e^{i\gamma_1(z+d)} \right] J_-(q\rho) \end{array} \right\},$$

$$E_{1z}(\rho, \phi, z) = \frac{ip_\rho(\phi)}{4\pi} \int_0^\infty dq \frac{q^2}{\omega\varepsilon_1} \left[\text{sign}(z-d) e^{i\gamma_1|z-d|} + R_h^\varepsilon(q) e^{i\gamma_1(z+d)} \right] J_1(q\rho), \quad ()$$

где индексы i и r соответствуют падающей и отраженной компоненты электрического поля $\mathbf{E}_1(\rho, \phi, z) = \mathbf{E}^i(\rho, \phi, z) + \mathbf{E}^r(\rho, \phi, z)$ или для гармоник: $E_{1\perp}(\mathbf{q}, z) = E_{\perp}^i(\mathbf{q}, z) + E_{\perp}^r(\mathbf{q}, z)$ и т.д.

В этих формулах и ниже радиальная и азимутальная компоненты вектора \mathbf{p} равны $p_\rho(\phi) = p_x \cos \phi + p_y \sin \phi$ и $p_\phi(\phi) = -p_x \sin \phi + p_y \cos \phi$, $J_{\pm}(z) = J_0(z) \pm J_2(z)$, где $J_n(z)$ -

функция Бесселя первого рода порядка n .

Компоненты электрического поля внутри слоя (при $-h < z < 0$):

$$E_{2\rho}(\rho, \phi, z) = -\frac{P_\rho(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q e^{i\gamma_1 d} \left\{ \begin{array}{l} T_{1,2}^\varepsilon(q) \frac{e^{-i\gamma_2 z} + R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{i\gamma_2 h} e^{i\gamma_2(z+h)}}{1 + R_{1,2}^\varepsilon(q) R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}} \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} J_-(q\rho) \\ + T_{1,2}^\mu(q) \frac{e^{-i\gamma_2 z} + R_{2,3}^\mu(q) e^{i\gamma_2 h} e^{i\gamma_2(z+h)}}{1 + R_{1,2}^\mu(q) R_{2,3}^\mu(q) e^{2i\gamma_2 h}} \frac{\omega \mu_1}{\gamma_1} J_+(q\rho) \end{array} \right\},$$

$$E_{2\phi}(\rho, \phi, z) = -\frac{P_\phi(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q e^{i\gamma_1 d} \left\{ \begin{array}{l} T_{1,2}^\varepsilon(q) \frac{e^{-i\gamma_2 z} + R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{i\gamma_2 h} e^{i\gamma_2(z+h)}}{1 + R_{1,2}^\varepsilon(q) R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}} \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} J_+(q\rho) \\ + T_{1,2}^\mu(q) \frac{e^{-i\gamma_2 z} + R_{2,3}^\mu(q) e^{i\gamma_2 h} e^{i\gamma_2(z+h)}}{1 + R_{1,2}^\mu(q) R_{2,3}^\mu(q) e^{2i\gamma_2 h}} \frac{\omega \mu_1}{\gamma_1} J_-(q\rho) \end{array} \right\}.$$

$$E_{2z}(\rho, \phi, z) = \frac{P_\rho(\phi)}{4\pi i} \int_0^\infty dq q^2 e^{i\gamma_1 d} \left\{ \frac{1}{\gamma_2} T_{1,2}^\varepsilon(q) \frac{e^{-i\gamma_2 z} - R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{i\gamma_2 h} e^{i\gamma_2(z+h)}}{1 + R_{1,2}^\varepsilon(q) R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}} \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} J_1(q, \phi) \right\}$$

Полное электрическое поле в нижнем полупространстве (при $z < -h$):

$$E_{3\rho}(\rho, \phi, z) = -\frac{P_\rho(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q \left\{ T_h^\varepsilon(q) \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} J_-(q\rho) + T_h^\mu(q) \frac{\omega \mu_1}{\gamma_1} J_+(q\rho) \right\} e^{i\gamma_1 d - i\gamma_3(z+h)},$$

$$E_{3\phi}(\rho, \phi, z) = -\frac{P_\phi(\phi)}{8\pi} \int_0^\infty dq q \left\{ T_h^\varepsilon(q) \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1} J_+(q\rho) + T_h^\mu(q) \frac{\omega \mu_1}{\gamma_1} J_-(q\rho) \right\} e^{i\gamma_1 d - i\gamma_3(z+h)},$$

$$E_{3z}(\rho, \phi, z) = \frac{P_\rho(\phi)}{4\pi i} \int_0^\infty dq q^2 T_h^\varepsilon(q) \frac{\gamma_1}{\omega \varepsilon_1 \gamma_3} J_1(q\rho) e^{i\gamma_1 d - i\gamma_3(z+h)}.$$

Коэффициенты отражения $R_h^\varepsilon(q)$ ($R_h^\mu(q)$) и прохождения $T_h^\varepsilon(q)$ ($T_h^\mu(q)$) при падении фурье-гармоники TM (TE)-волны с волновым числом q из полупространства с параметрами ε_1, μ_1 , через слой толщиной h с параметрами ε_2, μ_2 в полупространство с параметрами ε_3, μ_3 , определяемые как

$$R_h^\varepsilon(q) = \frac{E_1^r(\mathbf{q}, 0)}{E_1^i(\mathbf{q}, 0)} = \frac{R_{1,2}^\varepsilon(q) + R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}}{1 + R_{1,2}^\varepsilon(q) R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}}, \quad T_h^\varepsilon(q) = \frac{E_{3\perp}(\mathbf{q}, -h)}{E_1^i(\mathbf{q}, 0)} = \frac{T_{1,2}^\varepsilon(q) T_{2,3}^\varepsilon(q) e^{i\gamma_2 h}}{1 + R_{1,2}^\varepsilon(q) R_{2,3}^\varepsilon(q) e^{2i\gamma_2 h}},$$

$$R_h^\mu(q) = \frac{E_1^r(\mathbf{q}, 0)}{E_1^i(\mathbf{q}, 0)} = \frac{R_{1,2}^\mu(q) + R_{2,3}^\mu(q) e^{2i\gamma_2 h}}{1 + R_{1,2}^\mu(q) R_{2,3}^\mu(q) e^{2i\gamma_2 h}}, \quad T_h^\mu(q) = \frac{E_{3\perp}(\mathbf{q}, -h)}{E_1^i(\mathbf{q}, 0)} = \frac{T_{1,2}^\mu(q) T_{2,3}^\mu(q) e^{i\gamma_2 h}}{1 + R_{1,2}^\mu(q) R_{2,3}^\mu(q) e^{2i\gamma_2 h}}, \quad (4)$$

где коэффициенты отражения и прохождения той же гармоники от границ раздела

$$R_{1,2}^\varepsilon(q) = \frac{\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}}{\frac{\gamma_1}{\varepsilon_1} \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2}}, \quad R_{2,3}^\varepsilon(q) = \frac{\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\varepsilon_2 + \varepsilon_3}}{\frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \frac{\gamma_3}{\varepsilon_3}}, \quad R_{1,2}^\mu(q) = \frac{\frac{\mu_1 - \mu_2}{\mu_1 + \mu_2}}{\frac{\gamma_1}{\mu_1} \frac{\gamma_2}{\mu_2}}, \quad R_{2,3}^\mu(q) = \frac{\frac{\mu_2 - \mu_3}{\mu_2 + \mu_3}}{\frac{\gamma_2}{\mu_2} \frac{\gamma_3}{\mu_3}},$$

$$T_{1,2}^\varepsilon(q) = \frac{\frac{2\varepsilon_1}{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}}{\frac{\gamma_1}{\varepsilon_1} \frac{\gamma_2}{\varepsilon_2}}, \quad T_{2,3}^\varepsilon(q) = \frac{\frac{2\varepsilon_2}{\varepsilon_2 + \varepsilon_3}}{\frac{\gamma_2}{\varepsilon_2} \frac{\gamma_3}{\varepsilon_3}}, \quad T_{1,2}^\mu(q) = \frac{\frac{2\mu_1}{\mu_1 + \mu_2}}{\frac{\gamma_1}{\mu_1} \frac{\gamma_2}{\mu_2}}, \quad T_{2,3}^\mu(q) = \frac{\frac{2\mu_2}{\mu_2 + \mu_3}}{\frac{\gamma_2}{\mu_2} \frac{\gamma_3}{\mu_3}}.$$

Обсуждение и выводы. Получено строгое решение модельной задачи об излучении горизонтального электрического диполя, расположенного на конечной высоте над плоским слоем из левостороннего метаматериала на основе предложенного метода

расщепления исходных уравнений Максвелла в пространстве Фурье-образов на две независимых подсистемы с источниками, ответственными за возбуждение ТМ и ТЕ волн. В предельном случае нулевой или бесконечной толщины слоя, и получается решение задачи об излучении горизонтального электрического диполя, расположенного на конечной высоте над плоской границей раздела двух полупространств [2]. В силу принципа суперпозиции совокупно с результатами работ [3-4] это дает решение задачи излучения произвольно ориентированного электрического диполя над полуплоскостью и над слоем из метаматериала.

Аналитическое решение является точным и справедливо для любых сред (обычных и левосторонних метаматериалов). Поскольку расчетные формулы в случае обычных и левосторонних сред тождественны, то эффект фокусировки количественно можно оценить только в результате приобретающих поэтому особое значение численных расчетов.

Проведенные численные расчеты пространственного распределения электромагнитного поля, создаваемого электрическим диполем над границей раздела обычной и левосторонней сред выявили общий характер эффекта фокусировки электромагнитного поля границей раздела такой пары сред. Диполь, излучающий в одной среде, создает поле, имеющее в другой среде явно выраженный конусообразный максимум (фокальное пятно) со сложной интерференционной структурой. Увеличение потерь в метаматериале ослабляет фокусирующую способность границы раздела.

Качественно такая структура объясняется изменением знака тангенциальной компоненты вектора Пойнтинга при переходе через границу раздела обычных и левосторонних сред. Физическим механизмом такой фокусировки является эффективное возбуждение поверхностных электромагнитных волн на границе раздела, поскольку полюса подынтегральных выражений для электромагнитного поля, как следует из (4), совпадают с корнями дисперсионных уравнений для поверхностных электромагнитных волн ТМ и ТЕ типов.

$$\left(\frac{\varepsilon_1 + \varepsilon_2}{\gamma_1 + \gamma_2}\right)\left(\frac{\varepsilon_2 + \varepsilon_3}{\gamma_2 + \gamma_3}\right) + \left(\frac{\varepsilon_1 - \varepsilon_2}{\gamma_1 - \gamma_2}\right)\left(\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_3}{\gamma_2 - \gamma_3}\right)e^{2i\gamma_2 h} = 0,$$

$$\left(\frac{\gamma_1 + \gamma_2}{\mu_1 + \mu_2}\right)\left(\frac{\gamma_2 + \gamma_3}{\mu_2 + \mu_3}\right) + \left(\frac{\gamma_1 - \gamma_2}{\mu_1 - \mu_2}\right)\left(\frac{\gamma_2 - \gamma_3}{\mu_2 - \mu_3}\right)e^{2i\gamma_2 h} = 0.$$

Численные расчеты показали, что поперечный размер фокального пятна может не превышать длины волны, а суперразрешение так называемой суперлинзы [1] является следствием некорректного пренебрежения потерями в левосторонних метаматериалах, противоречащего фундаментальному физическому принципу причинности.

Литература

1. Pendry J.B. Negative refraction makes a perfect lens. - Phys. Rev. Lett., 2000, vol. 85, no. 18, pp 3966–3969.
2. Ivanov V.K., Silin A.O., Stadnyk A.M. Focusing of electromagnetic field of the elementary electrical dipole by the interface between ordinary and left-handed media. - Telecommunications and Radio Engineering, 2014, vol. 73, no 16, pp. 1417-1431.
3. Stadnyk A.M., Silin A.O. A vertical dipole over the metamaterial half-space: distribution of the electromagnetic field and the Poynting vector. - Telecommunications and Radio Engineering, 2016, vol. 75, no 18, pp. 1607-1623.
4. Stadnyk A.M., Silin A.O. Focusing of the vertical electric dipole radiation by Pendry lens. - Telecommunications and Radio Engineering, 2017, vol. 76, no 4, pp. 285-303.

ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ В ІНФОРМАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ

Стрельницький О.О.

Харківський національний університет радіоелектроніки
61166, Харків, пр. Науки, 14, каф. Кафедра комп'ютерної радіоінженерії та систем
технічного захисту інформації,
тел. (057) 702-14-44, E-mail: d_ref@nure.ua

This work is devoted to the protection of information in the information network of airspace surveillance systems. It is shown that the information resources of the surveillance network of information systems allow both unauthorized use of information and unauthorized modification of information.

Основні елементи процедури контролю повітряного простору (КПП) [1] це:

- аналіз повітряної обстановки;
- прийняття рішень.

Рішення приймає особа на основі аналізу відповідним чином підготовленої інформації про стан повітряної обстановки. Правильне рішення може бути прийнято лише тоді, коли є досить повна, точна, достовірна й безперервна інформація про повітряну обстановку в зоні управління. Отже, якість прийняття рішень визначаються складом та достовірністю інформації, на основі якої особа приймає рішення.

Робота системи КПП та інформація, що циркулює в них повинні бути всебічно захищені від різного роду дестабілізуючих та шкідливих факторів, до яких можна віднести [2]:

- штучні завади та електромагнітна несумісність;
- акти активної протидії функціонуванню системи КПП;
- акти несанкціонованого використання інформаційних ресурсів;
- акти несанкціонованого перекручування інформації.

Дані спостереження є критично важливими для особи, що приймає рішення (ОПР), тому вони повинні бути максимально точними та вчасними. Дані спостереження повітряного простору (ПП), зазвичай, оновлюються з визначеною періодичністю, що визначається часом обертання антен систем спостереження (СС). Однак, дані, які зазнали маніпуляцій на етапі отримання інформації, і на основі яких приймаються рішення, можуть бути вкрай критичними для системи КПП, якщо факт модифікації даних не може бути виявленим.

До того ж дані спостереження повинні бути також конфіденційними і безпечними. Дотепер картина повітряної обстановки є конфіденційною і рівень конфіденційності відповідає операційним вимогам. Для забезпечення потрібного рівня прийняття рішень мають бути унеможливлені такі потенційні негативні впливи з боку СС, як:

- неможливість відтворення повітряної обстановки;
- відсутність інформації від деяких СС;
- хибний аналіз повітряної обстановки.

Це дозволяє визначити такі основні вимоги користувачів до даних спостереження:

- картина повітряної обстановки повинна бути доступною та точною протягом усього часу;

- вимога конфіденційності;

- не повинно бути несанкціонованого використання та несанкціонованої зміни даних спостереження.

В відомих роботах, як правило, під захистом інформації в інформаційних системах передбачають використання різних засобів та методів з метою системного забезпечення надійності переданої інформації, зберігання та обробки в інтегрованих та локальних системах обробки даних з використанням різних технічних засобів.

Основним інформаційним ресурсом (ІР) системи КПП є первинні та

ідентифікаційні системи спостереження [3]. Первинна СС надає дані про місцезнаходження повітряних об'єктів (ПО), тобто відповідає на запитання «де», а ідентифікаційна СС (ІСС) відповідає на запитання «хто» та дозволяє отримати польотну інформацію з борту ПО.

Наведені СС в певній мірі можуть відчувати вплив різного роду дестабілізуючих факторів і вимагають захисту інформації на етапі її отримання.

Дійсно, під загрозою безпеки розуміється дія або подія, яка може привести до руйнування, спотворення чи несанкціонованого використання ІР, включаючи отримання, збереження, передавання і оброблення інформації.

Загрози, як правило, прийнято ділити на ненавмисні, і навмисні. Навмисні загрози мають на меті нанесення шкоди користувачам інформаційної системи (ІС) і, в свою чергу, поділяються на активні та пасивні.

Пасивні загрози, як правило, спрямовані на несанкціоноване використання ІР, не надаючи при цьому впливу на їх функціонування. Широке використання несанкціонованого використання інформації ІСС направлено на дуальне виявлення повітряних об'єктів, що використовують ці СС. Ця особливість викликана примітивністю сигналів відповіді (СВ), що використовуються у цих СС. Дійсно, у якості СВ вторинних СС використовуються інтервально-часові та часово-частотні коди, які утворюються декілька вузькосмуговими сигналами на одній чи двох несійних частотах, часова відстань між якими і є кодом СВ.

Активні загрози мають на меті порушення нормального процесу функціонування системи за допомогою цілеспрямованого впливу на ІР. До активних загроз відносяться, наприклад, постановка навмисних корельованих завад ІСС, що призводить до перекручування інформації про ідентифікацію ПО.

Несанкціоноване використання ІР, з одного боку, є засобом розкриття або компрометації інформації, а з іншого – має самостійне значення, оскільки, навіть не торкаючись користувацької або системної інформації, може завдати певної шкоди користувачам.

Можливість несанкціонованого використання є тільки у ІСС. Дійсно існуючі ІСС побудовані за однаковими принципами:

- несинхронної мережі;
- одноканальної системи масового обслуговування з відмовами.

Побудова ІСС за такими принципами виключила як часові, так і просторові розбіжності між корисними та імітованими сигналами. Ця особливість призводить до того, що зацікавлена сторона має можливість як несанкціоновано отримувати інформацію від ПО ІСС, що розглядаються, так і подавляти їх роботу імітованими сигналами потрібної інтенсивності, тобто здійснювати перекручування інформації зазначених СС.

Наведене показує протиріччя між потребою захисту інформації в мережі систем спостереження повітряного простору та можливістю її реалізації на відомих принципах, що породжує проблему.

Література:

1. Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации / под ред. С.Г. Пятко и А.И. Краснова. - СПб.: Политехника, 2004. – 446 с.
2. Захист інформації в системі організації повітряного руху /Биковцев І.С., Дем'янчук В.С., Клименко В.О. та інш. – К.:ДпОПР України, - 2007. – 196 с.
3. Обод І.І. Інформаційна мережа систем спостереження повітряного простору / І.І.Обод, О.О. Стрельницький, В.А. Андруевич. – Х.: ХНУРЕ, 2015. -270 с.

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛЮДЕЙ В УКРЫВАЮЩИХ СРЕДАХ

Сытник О.В.

Институт радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова НАН Украины
61082, Харьков, Акад. Проскуры, 12 тел. (057) 720-35-92,

E-mail: ssvp127@gmail.com

The radar set and targets selection method based on Doppler features of phase structure an echo-signal are considered. Sounding of the targets is carried out by a noise signal, providing high reserve and a noise stability of system. The idea of orthogonal decomposition of a signal and exact representation of function is put in a basis of a method on discrete set of points by full system of basic functions. The algorithm of calculation of spectral estimations on the sample of a signal limited in time is constructed. The algorithm allows to calculate spectral estimations quasiperiodical processes with characteristic frequencies from 0,1 up to 10 Hz. Stability and noise immunity of algorithm is investigated. It is shown, that unlike known methods of the spectral super resolution the offered method does not give false spectral when the signal/noise ratio decreased.

Введение. Проблема оперативного обнаружения людей, пострадавших во время различного рода чрезвычайных ситуаций, остро возникает при проведении спасательных работ в обрушенных зданиях, при авариях в шахтах, карьерах, при несчастных случаях, вызванных снежными лавинами, селевыми потоками и оползнями. Поэтому весьма актуально создание портативных приборов дистанционного обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами. Информационными признаками наличия живого объекта в исследуемой области пространства являются характеристики доплеровского смещения частоты эхо-сигнала, обусловленного перемещением человека или отдельных частей его тела (движение конечностей, туловища, грудной клетки при дыхании, сердцебиение и т.п.).

Основная задача радиолокатора состоит в выделении этих признаков информационного сигнала на фоне флуктуационных помех, а также помех, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от препятствий, и принятии решения о наличии или отсутствии живого существа в исследуемой области пространства. Причем, к помехам, которые оказывают наибольшее влияние на правило принятия решения, относятся отражения зондирующих колебаний от подвижных объектов вне зоны ответственности локатора (отражения от окружающих локатор веток деревьев, людей, техники и т.п.).

Анализ состояния проблемы. В основу применения электромагнитного принципа обнаружения человека за оптически непрозрачной преградой положен известный принцип радиолокации, который заключается в изменении частоты отраженного от движущейся цели зондирующего сигнала. По-видимому, одной из первых общедоступных открытых работ в этой области можно считать публикацию [1]. Такого типа устройства разрабатывались в основном для военных, полицейских и охранных систем и эффективно работают, когда оптически непрозрачная преграда представляет собой туман, дым, а также в ночных условиях в свободном пространстве. Сообщения о приборах, непосредственно предназначенных для обнаружения людей под завалами, в которых используется этот принцип, стали появляться в печати в 90-е годы. В частности, характерными примерами, отражающими практически весь спектр направлений в этой области могут служить сообщения [2-5]. В частности, "Биорадар – 2" представляет собой малогабаритный СВЧ радиолокатор, выделяющий и анализирующий фазовую и амплитудную модуляции отраженного сигнала, вызванную дыханием, сердечной деятельностью и перемещениями человека, находящегося как в открытом пространстве, так и за неметаллическим препятствием толщиной до нескольких метров. Как утверждают авторы разработки, дальность обнаружения: – в завалах сухих неметаллических строительных конструкций до 10 м – в завалах сухого грунта до 5 м – в

завалах грунта повышенной влажности до 2 м – в задымленном воздухе до 30 м.

Фирма Wylam Defence Systems (США) разрабатывает систему разведки на местности Permaguard, в которой используется доплеровская РЛС для обнаружения и идентификации персонала, животных и транспортных средств. Система, как указано в сообщении, способна обнаруживать движущиеся объекты сквозь сплошные стены и может быть настроена на обнаружение объектов на определенной дистанции. Рабочая частота 10 ГГц, дальность действия 100-200 м для обнаружения людей и не менее 600 м – для транспортных средств. Идентификация целей производится по характеру шума в головных телефонах оператора.

Разработана СВЧ - система поиска людей под завалами для спасения после землетрясений или других чрезвычайных происшествий [4]. По данным [4], система работает на частоте 1150 МГц или 450 МГц и может обнаружить сигналы дыхания или сердцебиения человека под землей на глубине до 3 м. СВЧ - сигнал, проникающий через завалы земли или конструкций, отражается телом человека с модуляцией за счет движений тела, обусловленных дыханием или сердцебиением. Помехи, состоящие из отражений от стационарных местных предметов, исключаются, и можно выделить сигналы дыхания и сердцебиения из отраженного сигнала, тем самым определяя наличие живого человека.

Принцип работы и технические характеристики. Доплеровское смещение частоты связано с частотой несущего колебания известной зависимостью:

$$f_d = \frac{2V_r}{C} f_n, \quad (1)$$

где V_r - радиальная по отношению к фазовому центру антенной системы радиолокатора компонента скорости объекта, C - скорость распространения зондирующего сигнала в среде, f_n - частота несущего колебания.

При характерных для рассматриваемой задачи значениях V_r (порядка 0,01...1 м/с) значение f_n должно быть достаточно высоким (порядка 1...10 ГГц и чем выше, тем лучше) для того, чтобы f_d можно было бы измерить за ограниченное время технически доступными методами. С другой стороны, произвольному увеличению f_n препятствуют растущие с увеличением частоты потери энергии колебаний при преодолении препятствий. Упрощенно оценить расстояние - δ , при распространении на которое в среде энергия электромагнитных колебаний уменьшается в $e \approx 2,7$ раз, можно по формуле

$$\delta = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\sqrt{\varepsilon'}}{\varepsilon''}, \quad (2)$$

где λ - длина волны, $\varepsilon = \varepsilon' - j\varepsilon''$ - диэлектрическая проницаемость среды.

Например, при радиолокационном прохождении электромагнитной волны с частотой 1 ГГц через бетонную стену толщиной около 1м, амплитуда ее снижается более чем на 40 дБ, а с увеличением частоты до 10 ГГц потери достигают 60-90 дБ в зависимости от угла падения волны и влажности ее поверхности. Для увеличения потенциала РЛС и снижения помех от ее оператора должны быть использованы антенны с достаточно большими коэффициентами усиления и направленности. При этом, габаритные размеры их для удобства эксплуатации желательно иметь как можно меньше, а развязку между приемной и передающей антеннами как можно больше. В пределе, определяемом геометрией облучаемой цели и расстояниями до неё, для РЛС обнаружения людей под завалами ширина главного лепестка диаграммы направленности должна быть около 20° в обеих плоскостях, усиление – до 20 дБ, максимальный уровень бокового лепестка – не более минус 20 дБ. Эти требования лучше всего выполняются при укорочении длины волны. Мощность излучения передатчика в выбранном диапазоне должна быть такой,

чтобы эхо-сигналы от цели, находящейся в зоне ответственности РЛС, на выходе приемного устройства превосходили собственный шум приемника хотя бы на 10 дБ, чтобы последетекторная обработка сигнала позволяла извлекать информационные компоненты из-под шума за время, сравнимое с временем корреляции информационного процесса.

Для обнаружения за оптически непрозрачной преградой человека, ЭПР которого существенно меньше ЭПР окружающих предметов и преграды, РЛС должна обладать высоким разрешением по дальности. В пределе, также определяемом геометрией реальной цели, для подавления отражений от окружающих объектов (в том числе отражений сигнала от оператора РЛС) размеры элемента разрешения должны составлять примерно 0,5...1,5 м. Такое разрешение можно получить, практически при любом способе формирования зондирующего сигнала, при ширине спектра сигнала порядка 100...200 МГц.

Выбор вида модуляции и способа ее применения также играет важную роль в формировании структуры РЛС. В частности, от характера модулирующей функции зависят основные энергетические показатели РЛС и вид функции неопределенности, которая определяет разрешающую способность локатора в плоскости доплеровское смещение частоты – задержка, то есть, возможность селекции целей по доплеровскому смещению частоты и уровень ослабления помех вне зоны ответственности локатора. Исследования показали, что для РЛС, предназначенной для поиска живых существ под завалами оптимальным является непрерывный фазоманипулированный периодической псевдослучайной последовательностью сигнал обладает приближенной к кнопочной функцией неопределенности.

Обработка сигналов. Традиционно мгновенные значения спектральных компонент информационного процесса наблюдаемого на интервале T можно рассчитать, используя прямое преобразование Фурье

$$S(t, \omega) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) \cdot e^{-j\omega u} du, \quad (3)$$

где u - переменная, имеющая размерность времени; $x(u)$ - реализация наблюдаемого процесса.

Зависимость спектральных компонент модели сигнала от конкретных моментов времени сводит на нет все преимущества спектральных моделей. Однако если корреляционная функция процесса соответствует периодически коррелированному нестационарному процессу [5], то можно построить его спектральную модель, которая не зависит от времени. Такая модель базируется на установлении корреляционных взаимосвязей между отдельными спектральными компонентами, или вычисления так называемой спектрально-корреляционной функции [5]

$$\tilde{S}(\omega, \Delta\omega) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t, \omega + \Delta\omega/2) \cdot S^*(t, \omega - \Delta\omega/2) \cdot dt, \quad (4)$$

где ω - середина частотного интервала, а $\Delta\omega$ - смещение по частоте относительно ω .

На рис. 1 приведен модуль спектрально-корреляционной функции рассматриваемого информационного процесса. Для сравнения на рис. 2 показана периодограммная спектральная плотность этого информационного процесса. Как видно из рис. 1, компоненты, обусловленные дыханием (выброс на частоте $f_1 \approx 0,6$ Гц) и сердцебиением (выброс на частоте $f_1 \approx 1,12$ Гц) хорошо разрешены.

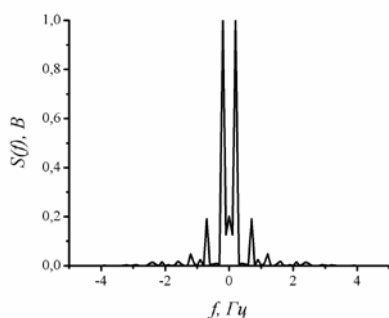


Рисунок 1. Спектрально-корреляционная функция информационного процесса, порожденного отражением сигнала от грудной клетки человека.

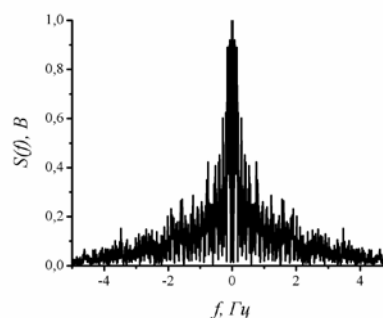


Рисунок 2. Периодограммная спектральная плотность информационного процесса, порожденного отражением сигнала от грудной клетки человека.

Выводы. Таким образом, даже не прибегая к количественным оценкам, сравнивая рис. 1 и рис. 2 можно утверждать, что модель периодически коррелированного процесса с не полностью разделенными переменными практически невозможно использовать в традиционных алгоритмах обработки сигналов, основанных на периодограммных спектральных оценках. Поэтому при синтезе алгоритмов обнаружения, распознавания и идентификации объектов, порождающих периодически коррелированные процессы, предпочтительнее пользоваться изоморфными спектрально-корреляционными оценками в соответствии с моделью (5). Подробное доказательство свойства изоморфизма модели (5) можно найти в работе [5].

Изготовленный и испытанный нами макет подтвердил возможность технической реализации портативной РЛС для поисково-спасательных работ, по основным техническим и потребительским характеристикам не уступающей известным проектам. Обращаем внимание на то, что не смотря на обилие проектов, подобная продукция в серийном исполнении на рынках отсутствует.

Литература:

1. Frank U.A., Kratzer D.L., Sullivan J.L. The Two-pound Radar, RCA Eng., 1967, v.13, №2 p.52-54.
2. О.В. Сытник, Е.И. Мирошниченко, Ю.А. Копылов Оценка влияния аппаратных погрешностей на характеристики псевдослучайных радиолокационных сигналов. // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. / НАН Украины. Ин-т. радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. — Харьков. — 2002. — Т.7, №3.
3. О.В. Сытник, Е.И. Мирошниченко, И.А. Вязьмитинов Особенности построения РЛС для обнаружения людей под завалами // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. / НАН Украины. Ин-т. радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. — Харьков. — 2004. — Т.9, №2.
4. Microwave life-detection systems for searching human subjects under earthquake rubble or behind barrier. / Chen Kun-Mu, Huang Yong, Zhang Jianping, Norman Adam. // IEEE Trans. Biomed. Eng. 2000. **47**, 1, с. 105-114.
5. О.В. Сытник Модель сигнала для алгоритма идентификации объекта // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. / НАН Украины. Ин-т. радиофизики и электроники им. А.Я. Усикова. — Харьков, 2004. — Т.9, №1.

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА В СИСТЕМАХ РАЗ

Карташов В.М., Толстых Е.Г.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки 14, кафедра МИРЭС, т. 70-21-587

email: yelyzaveta.tolstykh@nure.ua

A method for processing a radio signal reflected from the acoustic package was offered. The result of such method is energy parameter of Bragg condition detuning. Conclusion about Bragg condition detuning parameter value is accepted after correlation processing of reflected radio signal. The analysis of potential accuracy of Bragg condition detuning estimate was done.

Введение

Метод радиоакустического зондирования (РАЗ) атмосферы разрабатывается для дистанционной регистрации вертикальных профилей метеорологических величин. Авторами работ [1-2] предложен, в отличие от доплеровского способа [3], корреляционный способ обработки радиосигнала, отраженного от акустического пакета. Этот способ предположительно позволяет снизить зависимость погрешности измерения температуры воздуха от точности поддержания условия Брэгга. Информацию о скорости распространяющегося в атмосфере акустического пакета в этом способе несет параметр расстройки условия Брэгга.

В работе [4] проведен анализ влияния двух видов зондирующих сигналов на потенциальную точность оценки параметров атмосферы корреляционным методом.

Целью данной работы является исследование качественных характеристик измерения параметров сигнала в системах РАЗ при других видах зондирующих акустических и электромагнитных сигналов.

В системах РАЗ потенциальная точность измерения параметров атмосферы корреляционным способом определяется значением дисперсии D_E оценки значений параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется отраженный радиосигнал. Для определения дисперсии оценки величины q в системах РАЗ можно воспользоваться формулой для нахождения дисперсии оценки энергетического параметра сигнала [5]

$$D(q|q_0) = D_E(q_0) = \left[\frac{\partial^2 \hat{S}(q_1, q_2)}{\partial q_1 \partial q_2} \right]_{q_0}^{-1}, \quad (1)$$

где q – параметр расстройки условия Брэгга, который является энергетическим параметром, поскольку его значение влияет на энергию принимаемого сигнала и определяет энергию опорных сигналов $F(r, q)$ в системе корреляционного оценивания [2];

$\hat{S}(q_1, q_2)$ – радиоакустическая ненормированная сигнальная функция. $\hat{S}(q_1, q_2)$ – представляет собой функцию взаимной корреляции входного полезного сигнала $F(r, q_1)$ и опорного сигнала $F(r, q_2)$ систем корреляционной обработки систем РАЗ. Указанные сигналы имеют различные значения параметров q_1 и q_2 .

Поскольку при радиоакустическом зондировании входной полезный сигнал представляет собой отраженный от акустической посылки радиосигнал, то опорный сигнал удобно описывать функцией рассеяния. Выражение сигнальной функции будет иметь следующий вид:

$$\hat{S}(q_1, q_2) = \int_0^T F(r, q_1) F(r, q_2) dr, \quad (2)$$

где $F(r, q_1)$ –отраженный радиосигнал с некоторым значением информационного параметра q_1 , $F(r, q_2)$ –опорный сигнал с некоторым значением информационного параметра q_2 .

Получим кривые зависимости $D_E(q_0)$ дисперсии оценки информационного параметра от значения самого параметра при условии использования простых зондирующих сигналов: электромагнитного $E(r)$ и акустического $S_1(r)$ с различными огибающими.

Для получения зависимости $D_E(q_0)$ определим вид радиоакустической ненормированной сигнальной функции $\hat{S}(q_1, q_2)$ (2) и численно определим значения смешанной производной $\hat{S}(q_0, q_0)$ (1) в точках $q_0 \in [-0.2, 0.2]$.

На рисунках 1 – 7 показаны графики зависимостей $D_E(q_0)$ при использовании различных комбинаций зондирующих акустических и электромагнитных сигналов, в том числе сигналов с прямоугольными и колоколообразными огибающими

$$E_2(r) = Ee^{-\frac{r^2}{2a^2}}, \quad S_4(r) = Se^{-\frac{r^2}{2a_1^2}}, \quad (3)$$

где параметры a и a_1 определяют длительности (пространственные протяженности) электромагнитного $E(r)$ и акустического $S(r)$ зондирующих сигналов.

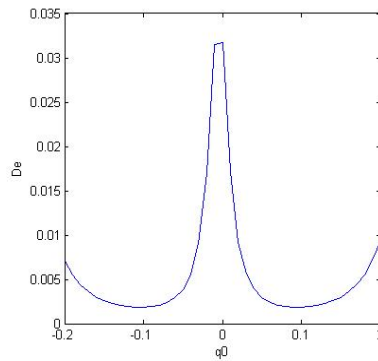


Рис. 1 – Дисперсия $D_E(q_0)$ оценки энергетического параметра при использовании зондирующих сигналов $E(r)$ с прямоугольной и $S_1(r)$ с колоколообразной огибающими

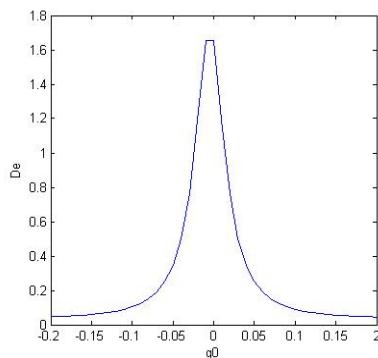


Рис.2. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E(r)$ с прямоугольной и $S_2(r)$ с колоколообразной огибающими ($\Delta S_2(r) < \Delta S_1(r)$)

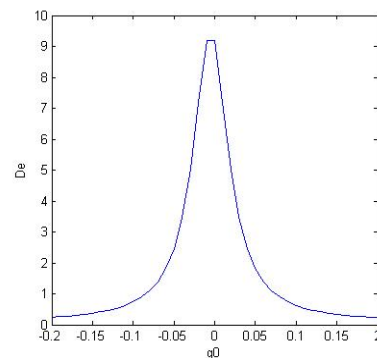


Рис.3. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E(r)$ с прямоугольной и $S_3(r)$ с колоколообразной огибающими ($\Delta S_3(r) < \Delta S_2(r)$)

Зависимости $D_E(q_0)$ на рисунках 1-3, полученные для рассмотренных зондирующих сигналов $E(r)$ с прямоугольной и $S(r)$ с колоколообразной огибающими, представляют собой кривые с единственным пиком в точке $q_0 = 0$. При увеличении параметра расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E постепенно уменьшается.

На рисунке 1, где длительность акустического зондирующего сигнала является наибольшей из всех представленных, на краях рассмотренного в исследовании диапазона значений параметра q_0 функция возрастает.

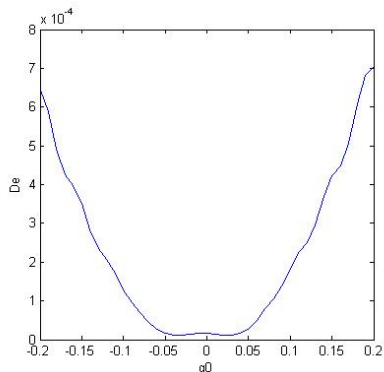


Рис.4. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E_2(r)$ с колоколообразной и $S_4(r)$ прямоугольной огибающими

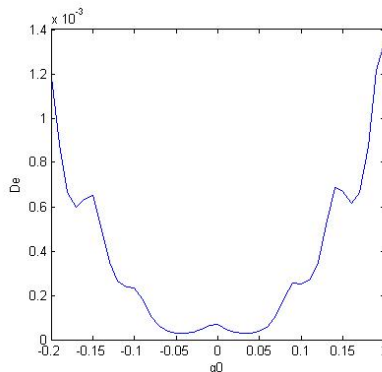


Рис.5. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E_2(r)$ с колоколообразной и $S_5(r)$ прямоугольной огибающими ($\Delta S_5(r) < \Delta S_4(r)$)

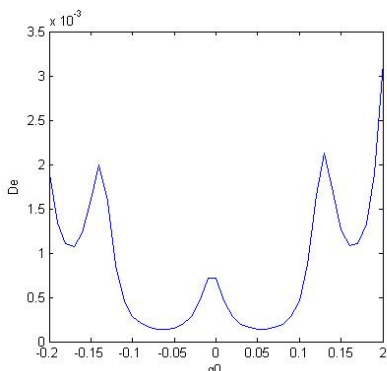


Рис.6. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E_2(r)$ с колоколообразной и $S_6(r)$ прямоугольной огибающими ($\Delta S_6(r) < \Delta S_5(r)$)

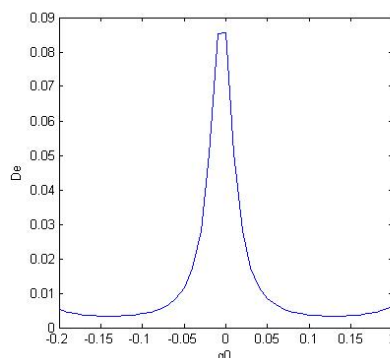


Рис.7. Зависимость $D_E(q_0)$ при использовании сигналов $E_2(r)$ с колоколообразной и $S_7(r)$ прямоугольной огибающими ($\Delta S_7(r) < \Delta S_6(r)$)

Зависимости $D_E(q_0)$ на рисунках 4-7, полученные для рассмотренных зондирующих сигналов $E(r)$ с колоколообразной и $S(r)$ с прямоугольной огибающими, представляют собой кривые с многочисленными пиками или с единственным пиком в точке $q_0 = 0$. При увеличении параметра расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E постепенно уменьшается, а затем имеет тенденцию к росту.

В районе значений $q_0 = 0$ большие значения дисперсии D_E объясняется тем, что с увеличением параметра расстройки условия Брэгга в атмосфере наблюдается усложнение структуры отраженного радиосигнала и имеет место угловая модуляция сигнала.

Из анализа рисунков 4-6, видно, что увеличение дисперсии D_E начинается после некоторых значений параметра q_0 (на рис. 5 значение составляет $q_0 \approx 0.03$). Это объясняется тем, что параметр расстройки условия Брэгга является энергетическим параметром, и энергия опорного и отраженного сигналов становятся достаточно малыми, вследствие чего флуктуационная ошибка при использовании корреляционных интегралов отраженного сигнала и опорных сигналов становится значительной.

Стоит заметить из рисунков 1-7, что имеет место зависимость D_E от длительности акустического сигнала. С уменьшением длительности акустического сигнала при прочих равных условиях значение D_E возрастает, что означает ухудшение потенциальной точности. Такое поведение объясняется воздействием двух факторов. Во-первых, энергия отраженного сигнала с уменьшением длительности акустического сигнала уменьшается медленнее при больших значениях параметра расстройки условия Брэгга q_0 . Во-вторых, с уменьшением длительности акустического зондирующего сигнала имеет место тенденция упрощения структуры отраженных от него радиосигналов, причем упрощение структуры объясняется уменьшением количества уплотнений воздуха, создаваемых акустической посылкой, от которых соответственно происходит отражение.

Заключение

- Информационный параметр – параметр расстройки условия Брэгга q , является энергетическим параметром, т.к. его значения определяет энергию принимаемого сигнала и энергию опорных сигналов.

-Дисперсия D_E оценки значений параметров атмосферы зависит от значения параметра расстройки условия Брэгга q_0 , при котором формируется принимаемый радиосигнал.

-Зависимость дисперсии от расстройки условия Брэгга при рассмотренных различных видах зондирующих сигналах представляет собой кривую с рядом пиков или кривую с единственным пиком в точке $q_0 = 0$. С увеличением расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E сначала уменьшается, а затем имеет тенденцию к росту в случае использования зондирующих сигналов $E(r)$ с колоколообразной и $S(r)$ с прямоугольной огибающими. Для зондирующих сигналов $E(r)$ с прямоугольной и $S(r)$ с колоколообразной огибающими, при увеличении параметра расстройки условия Брэгга q_0 дисперсия D_E постепенно уменьшается, и потенциальная точность улучшается.

- Дисперсия D_E имеет зависимость от длительности акустического сигнала. С уменьшением длительности акустического сигнала при прочих равных условиях значение D_E возрастает, что означает ухудшение потенциальной точности.

Литература:

1. Карташов В.М., Волох А.В., Радионова В.В. Тела неопределенности зондирующих сигналов систем радиоакустического зондирования атмосферы.// Радиотехника. Всеукр. межвед. научно-техн. сб.- 2007. Вып. 150, с. 94 -99.; 2. В.М. Карташов, Д.Н. Куля Синтез и анализ дискриминатора следящего устройства систем радиоакустического зондирования // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. –техн. сб. – Харьков, 2012, №171, С. 234-239.; 3. Радиоакустическое зондирование атмосферы. Прошкин Е.Г., Бабкин С.И., Г.В. Груша и др. Разд.2// Дистанционные методы и средства исследования процессов в атмосфере Земли/ Под ред. Кашеева Б.Л., Прошкина Е.Г., Лагутина М.Ф. Харьков: Коллегиум, 2002. С.44-98.; 4. Карташов, В.М. Потенциальная точность оценки информационного энергетического параметра сигнала в системах радиоакустического зондирования атмосферы / В.М. Карташов, Д.Н. Куля, Е.Г. Толстых // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч. – техн. сб. – Харьков, 2015. – №182 – С. 13–18.; 5. Куликов, Е.И. Оценка параметров сигналов на фоне помех / Е.И. Куликов, А.П. Трифонов. – М. : Сов. радио, 1978. – 296 с.

РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ТРЕНИРОВКИ БИАТЛОНИСТОВ

Сидоров Г.И., Колендовская М.М., Чобану П.В., Никулкин В.А., Левский Н.А.,
Селезнев И.С., Виноградова А.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки 14, кафедра МИРЭС, т. 70-21-587
email: d_res@nure.ua

For achievement of high results in modern sports it is necessary to have highly effective, technically equipped base for trainings. Biathlon is one of the few sports, the winner in which is determined by a combination of two indicators: the speed of the distance and the effectiveness of the shooting. Obtaining an objective picture is possible only with the use of technical means. To this end, at the Department of Media Engineering and Radioelectronic Systems, a group of teachers and students developed and patented a radio electronic device for training biathletes, taking into account the ten-year experience in the development of shooting simulators

В современном спорте для достижения высоких результатов необходимо иметь высокоэффективную, технически оснащенную базу для тренировок. Биатлон является одним из немногих видов спорта, победитель в котором определяется совокупностью двух показателей: скорости прохождения дистанции и результативностью стрельбы. Скорость и интенсивность бега влияют на частоту пульса, которая в свою очередь определяет меткость стрельбы, с учащением пульса количество пораженных мишеней за заданное правилами соревнований время изменяется. Для каждого спортсмена существует максимально допустимая частота пульса, при которой результативность наивысшая. Частота пульса зависит также от психофизиологического состояния спортсмена, поэтому в процессе тренировок необходимы достаточно длительные исследования возможностей каждого спортсмена для разработки оптимальной стратегии поведения в процессе соревнований.

Получение объективной картины возможно только с применением технических средств. С этой целью на кафедре медиаинженерии и радиоэлектронных систем группой преподавателей и студентов было разработано и запатентовано радиоэлектронное устройство для тренировки биатлонистов с учетом имеющегося десятилетнего опыта разработки стрелковых тренажеров, в которых, однако, не было предусмотрено измерение физиологических показателей во время тренировок. Эти тренажеры успешно использовались в процессе подготовки олимпийских мужских и женских сборных по биатлону в 2011-2013 годах. Тренажер был представлен на праздновании Дня физкультурника в Киеве в 2013 г. и одобрен председателем НОК Украины С.Н. Бубкой, Председателем Федерации биатлона Украины Брынзаком и другими официальными лицами.

На рисунке 1 представлена структурная схема радиоэлектронного устройства, которое в себя включает: макет оружия с лазерным излучателем - 1, цифровой датчик пульса-2, электронная мишень - 3, радиопередатчик - 4, радиоприемник - 5, регистратор - 6, информационные цифровые табло - 7.

Радиоэлектронное устройство для тренировок биатлонистов работает следующим образом. В начале тренировки спортсмен включает датчик пульса и радиопередатчик. Добежав до стрелкового рубежа нажимает на спусковой крючок оружия и лазер излучает. Электронная мишень воспринимает излучение и в случае попадания результат заносится в регистратор и отображается на информационном табло. Одновременно в память второй части регистратора заносятся данные о частоте пульса и отображаются на втором электронном табло.

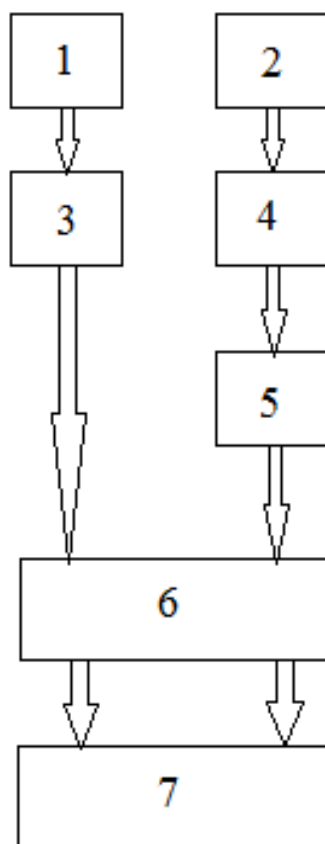


Рисунок 1

Цифровой датчик пульса может быть использован типа Polar H7.

За измерение пульса спортсмена отвечает модуль, выполненный на микросхеме AD8232. Он представляет собой интегрированный блок обработки сигналов для ЭКГ и спроектирован для извлечения, усиления и фильтрации небольших биопотенциальных сигналов.

Модуль соединяется проводами с электродами на груди, а за передачу данных отвечает Wi-fi модуль ESP8266.

Канал передачи данных представляет собой совокупность беспроводных точек доступа, работающих по стандарту IEEE 802.11 – WiFi.

Структурная схема канала передачи данных приведена на рисунке 2.

Server_AP - беспроводная точка доступа совмещённая с серверным оборудованием. Выступает в качестве биллинговой системы, давая доступ только определённым клиентам, для записи данных на сервер (оборудование спортсмена) или чтения информации с сервера (клиентское оборудование). Представляет собой роутер а также портативный компьютер с установленными приложениями RADIUS Server, и приложением – сервером для записи информации полученной с датчиков.

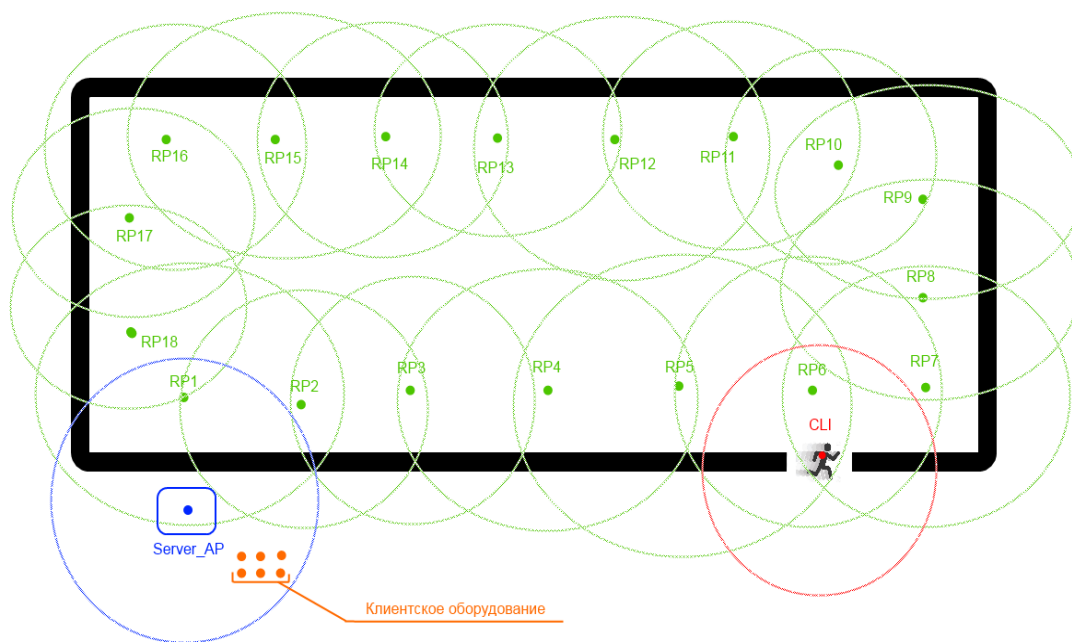


Рисунок 2 - Схема канала передачи данных, вдоль трассы бега спортсмена

RP1...RP18 - беспроводные точки доступа расположенные вдоль трассы бега спортсмена – репитеры, передающие информацию от спортсмена на Server_AP, и являются связующим звеном для датчиков спортсмена, и программой – сервером записывающей показания датчиков. Количество репитеров масштабируемо, в зависимости от длины трассы пробегаемой спортсменом.

CLI – спортсмен.

Клиентское оборудование – различные клиенты, имеющие на своём борту оборудование для связи через беспроводное подключение, и которым разрешён доступ для чтения информации датчиков спортсмена, с сервера.

В качестве альтернативы, как передатчик и приемник может быть использована пара мобильных телефонов GSM стандарта.

Таким образом, благодаря применению цифрового датчика пульса и канала мобильной связи задача отработки оптимальной скорости бега достигается максимальная результативность стрельбы.

Далее приводятся функциональные схемы отдельных блоков устройства и описывается применяемая электронная база.

Мишень состоит из пяти модулей приёмников, подключенных к микроконтроллеру STM32L053C8T6, батарейного блока питания и светодиодов для индикации попадания.

Когда спортсмен произвёл пять выстрелов, мишень подключается к сети Wi-fi и передаёт данные о скорости стрельбы, количестве попаданий и промахов.

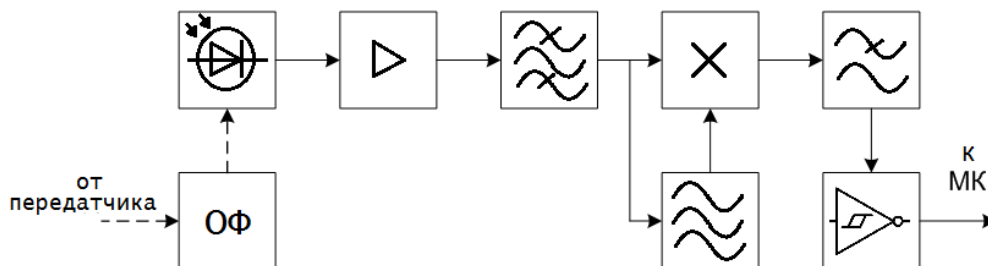


Рисунок 3 - Функциональная схема мишени

Свет лазера, пройдя через светофильтр, поступает на фотодиод BPW21R, а затем на микросхему TDA3048, на которой выполнен весь приёмный тракт. Логический выход данной микросхемы подключен к микроконтроллеру.

Одновременно с излучением лазерного импульса из насадки винтовки испускается ненаправленный модулированный инфракрасный сигнал, который принимается отдельным фотоприёмником в коллиматоре мишени. Этот сигнал свидетельствует о том, что был произведён выстрел. Если вместе с ним пришёл и сигнал с фотоприёмника мишени то регистрируется попадание. Если только сигнал выстрела, то регистрируются промах.

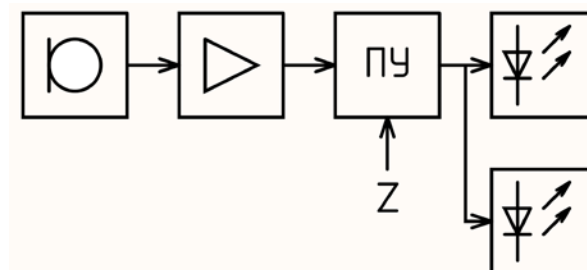


Рисунок 4 – Функциональная схема лазерной насадки

При нажатии на спусковой крючок боёк бьет по металлу, эти колебания улавливаются микрофоном ВСМ-9765 и затем поступают на микроконтроллер STM32L053C8T6, который определяет, был ли произведён выстрел и формирует импульс, излучаемый лазерным диодом LSRD-650-A-10.

Были проведены предварительные эксперименты с использованием имеющихся на кафедре макета биатлонной винтовки с лазерным излучателем и пятиэлементной мишени с участием 4 студентов. Частота пульса и количество пораженных мишеней фиксировались вручную. Полученные результаты позволяют утверждать о перспективности изготовления представленного радиоэлектронного устройства и его использовании сначала на кафедре физвоспитания ХНУРЭ, а затем, в случае получения положительных результатов, и в других спортивных учреждениях.

Литература:

1. Патент на корисну модель №92312 від 01.08.2014 «Лазерний стрілецький тренажер»
2. Патент на корисну модель №92312 від 01.08.2014 «Удосконалена оптико-електронна мішень стрілецького тренажера»
3. Патент на корисну модель №117009 від 19.04.2017 «Удосконалений лазерний стрілецький тренажер»
4. Заявка на корисну модель №и 2017 05120 «Радіоелектронний пристрій для тренування біатлоністів»

АРАНЖИРОВКА И СВЕДЕНИЕ МУЗЫКАЛЬНОЙ КОМПОЗИЦИИ С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНОГО СЕКВЕНСОРА ABLETON LIVE

Шаля Ю.Ю., Локтионов С.В.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт»
вулиця Кирпичова, 2, Харків, Харківська область, 61002, тел. (057) 707 6600

E-mail: Letsplay7355@gmail.com

The paper deals with writing musical parts to create the final product. It is specially noted about all component instruments of various characteristics, for reproduction and audibility in full composition. A mention should be made of a multi-channel project - especially about the output in a monophonic, stereo or multi-channel soundtrack. The actuality of the topic lies in the fact that sound engineering represents an original artistic phenomenon, a specific area of artistic creativity.

Attention is drawn to the research of the sound engineering as a new direction of technical art.

В реализации продукта используется программа **Ableton Live**. Программа используется как для студийной работы (аранжировка, сведение), так и для живой игры (импровизация, DJ-инг) и имеет два режима: «Arrangement View» и «Session View». Данное ПО поддерживает различные технологии вывода звука (ASIO, Core Audio), звуковых плагинов (VST, Audio Units) и технологию Rewire. Также программа имеет несколько собственных инструментов, необходимый набор аудиоэффектов и библиотеку пресетов для них. А именно:

• **Impulse** — традиционный инструмент семплирования ударных (каждый набор ударных может включать в себя до восьми звуков ударных). Имеются некоторые возможности обработки семплов — простая фильтрация (LP, HP, BP, Notch) эквалаизация, изменение атаки, затухания, изменение высоты (pitch shift) с последующей компенсацией длины семпла time stretching и т. д. Каждый из звуков ударных привязывается к определённой ноте и отображается в клавишном редакторе (key editor) секвенсора;

• **Simpler** — простой семплер. Поддерживает всего один семпл, над которым могут применяться некоторые операции цифровой обработки сигнала. Для всех нот использует один и тот же семпл, который изменяется по высоте (pitch shift) до нужной высоты; Есть также дополнительные инструменты, которые можно приобрести отдельно, либо в составе Ableton Suite.

- **Sampler** — более функциональный семплер;
- **Operator** — операторный синтезатор;
- **Electric** — программное электропиано;
- **Tension** — синтезатор с физическим моделированием струнных инструментов;
- **Collision** — синтезатор с физическим моделированием перкуSSIONНЫХ инструментов;
- **Analog** — виртуальный аналоговый синтезатор;
- **Drum Machines** — коллекция семплированных драм-машин;
- **Session Drums** — коллекция семплированных акустических ударных;
- **Latin Percussion** — коллекция семплированной латиноамериканской перкуссии;
- **Essential Instruments Collection** — большая коллекция семплов акустических и электронных инструментов;
- **Orchestral Instrument Collection** — большая коллекция с различными оркестровыми инструментами. В коллекцию входят четыре библиотеки: «Orchestral Strings», «Orchestral Brass», «Orchestral Woodwinds» и «Orchestral Percussion» — которые можно приобрести как по отдельности, так и в связке. Коллекция «Orchestral Instrument Collection» не входит в состав Ableton Suite;

Сведение — не чисто технический процесс соединения различных треков в единое целое, это скорее творческая деятельность, от которой зависят особенности звучания результата. Цель сведения различается в зависимости от концепции проекта. Критерием

оценки в проектах, ориентированных на реалистическое отображение процесса исполнения музыки, служит протокол OIRT:

- Пространственное впечатление записи;
- Прозрачность фонограммы;
- Музыкальный баланс аранжировки;
- Тембр аранжировки;
- Стерефоничность аранжировки;

- Технические замечания по качеству звукового образа, дефектов, проявляющихся в нелинейных искажениях, неверной передаче частотной характеристики, резонансах, различных видах помех и шумов;

- Характеристика исполнения;
- Динамический диапазон аранжировки;

Данная концепция используется при сведении большей части академических жанров, значительной части фольклорной и джазовой музыки. При этом, часто, наилучшие результаты могут быть получены, если условия записи были близки к идеальным, а запись выполняется на стереопару микрофонов и вообще не требует сведения.

При сведении поп-, рок-, электронных и хип-хоп проектов чаще всего аранжировка рассматривается не как документальная фиксация создания музыкантами произведения искусства, а как самостоятельный вид искусства, выражающий свой собственный художественный образ. Для оценки сведения в рамках данной концепции не существует единого протокола.

Для микширования применяют аналоговый, цифровой или виртуальный микшерный пульт или просто микшер. Также для микширования музыки в виртуальной среде используются секвенсоры.

В секвенсоре работает огромное количество известных музыкантов всех стилей и направлений музыки. Перечислять множество имён нет смысла, для примера это такие гиганты музыкальной индустрии как Armin Van Buuren и Skrillex.

Всё потому, что программа предоставляет огромные возможности в работе, импровизации, живых выступлениях - и всё это в одной коробке, то есть: для полноценной работы нет необходимости использовать сторонние программы! Всё это помогло программе **Ableton Live** завоевать мировую известность и стать стандартом современного диджеинга.

Большинство других музыкальных секвенсоров организованы вокруг временной линейки (timeline), которая используется для того, чтобы располагать на ней музыкальные элементы слева на право, в виде аранжировки. Режим Сессии (Session View) в Live позволяет музыкальным элементам быть проигранными в любом порядке в интерактивном режиме, на лету, импровизировано, при этом все элементы синхронизируются, т.е. следуют общему темпу проекта.

Это очень гибкий и интерактивный процесс, который до этого был традиционно во власти грувбоксов, некоторых синтезаторов, луперов (looper) и драм-машинок. Live скомбинировал этот способ работы с мощностью современного софта, давая лучшее в данной теме.

Одной из проблем в данной среде является недостаточное количество знаний начинающих звукорежиссеров на конечных этапах подготовки продукта. Неправильное микширование, фазовые проблемы, недостаток панорамирования - одни из самых распространенных ошибок и неточностей. «**Ableton Live**» имеет все необходимые плагины для создания и обработки музыкальной композиции под ключ.

ВИКОРИСТАННЯ ПРОГРАМИ EASERA ДЛЯ НАЛАШТУВАННЯ СИСТЕМИ ЗВУКОПІДСИЛЕННЯ

Ярова Т. В., Захаров І. І.

Науковий керівник - проф. каф. МІТС Усик В.В.

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»
(61002, Харків, вул. Фрунзе, 21 ,каф. Мультимедійні інформаційні технології та системи,
(057) 707-69-97

e-mail: tata.v2105@gmail.com, mits.ntukhpi@gmail.com

Using the proposed method was carried out setting the frequency response on all control points in the organ hall of Kharkiv national Philharmonic. The result is a satisfactory frequency response at each control point, indicating that students will be able equally to hear all frequencies of musical works at every place in the hall.

The proposed method is universal and allows to set up frequency response of the sound reinforcement system in any venue.

Метою роботи було запропонувати та перевірити універсальну методику налаштування АЧХ системи звукопідсилення на прикладі органного залу Харківської національної філармонії.

В даний час розроблено досить багато програмних продуктів, призначених для виконання електроакустичних вимірювань з використанням звукової карти і персонального комп'ютера. Серед них найбільшою популярністю користується пакет Easera.

Метод вимірювання АЧХ за допомогою sweep-сигналу з лінійним законом зміни частоти в функції часу призначений для вимірювання АЧХ без застосування усереднення в межах певної смуги частот. Він широко використовується при розробці систем звукопідсилення, коли важливі нюанси частотної характеристики. При таких вимірах обов'язково використовується логарифмічна шкала частот.

Особливістю вимірювання АЧХ sweep-сигналом з використанням програми Easera є те, що воно проводиться з використанням ШПФ (швидке перетворення Фур'є). При цьому вимір звукового тиску проводиться в дуже вузькій смузі частот постійної ширини близько 1 Гц, тому шуми приміщення в значній мірі фільтруються.

Фільтрація акустичного шуму досягається завдяки тому, що в аналізованій вузькій смузі присутній весь тестовий сигнал повної потужності, частота якого завжди збігається із середньою частотою змінного фільтра. При цьому потужність шумового сигналу дуже мала, так як вона дорівнює добутку спектральної щільності потужності акустичного шуму на смугу пропускання фільтра.

Смуга спектрального аналізу за часом ковзає по частотному діапазону, тому пізні відбиття від стін мало впливають на результати вимірювання. Чим вище швидкість сканування, тим менше вплив ранніх віддзеркалень. При вимірюванні АЧХ за допомогою sweep-сигналу виникають динамічні похибки вимірювання, які пов'язані зі швидкістю сканування і роздільною здатністю аналізатора спектра. Найбільшою мірою ці похибки проявляються в області низьких частот (нижче 100 ... 150 Гц).

Нерівномірність АЧХ в діапазоні 200 ... 20000 Гц в залежності від швидкості сканування змінюється в невеликих межах від 13,5 до 15,1 дБ, без видимої закономірності, це означає, що час сканування істотного значення не має. У той же час, провал АЧХ на частоті 100 Гц дуже сильно залежить від швидкості сканування. За межами частотного діапазону крутизна спаду АЧХ гучномовця досягає 24 дБ на октаву.

Це означає, що при вимірюванні середнього звукового тиску складовими спектра за межами робочого діапазону частот можна знехтувати.

Для налаштування АЧХ системи звукопідсилення органного залу Харківської національної філармонії було розроблено та запропоновано методику на базі програмно-апаратного комплексу, який включає в себе:

- 1) вимірювальний мікрофон BEHRINGER ECM-8000;

- 2) мікрофонну стійку;
- 3) ПК;
- 4) графічний еквайзер KLARK TEKNIK DN370F;
- 5) мікшерний пульт Allen Heath GLD-112;
- 6) звукову карту FOCUSRITE SCARLETT 2I2;
- 7) з'єднувальні дроти;
- 8) систему звукопідсилення D.A.S. Audio;
- 9) програму Easera.

Для налаштування АЧХ використовувалась програма Easera. Виміри проводились в 6 точках - 1 ряд лівий край, 1 ряд центр, 7 ряд лівий край, 7 ряд центр, 11 ряд лівий край, 14 ряд центр та на балконі в 5 точках.

В якості тестового сигналу було увімкнено sweeper-сигнал, довжиною 1,5 секунди.

Отриману в кожній контрольній точці АЧХ було завантажено в програму Easera для подальшого аналізу.

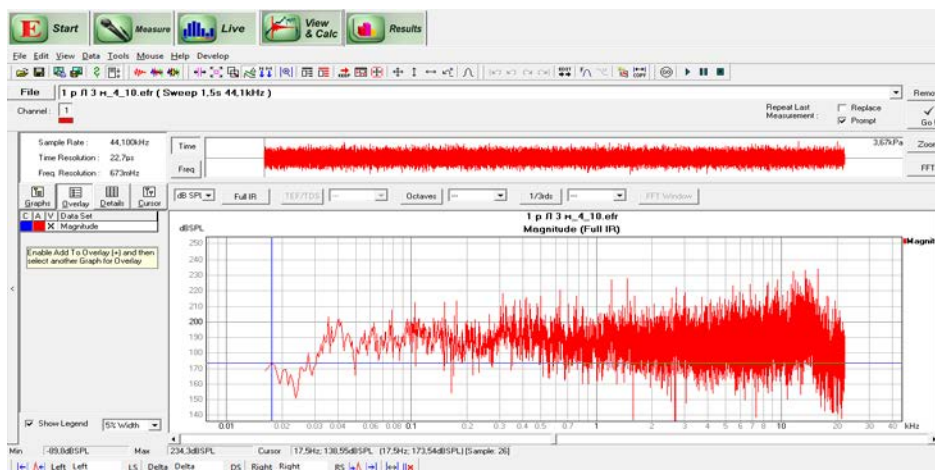


Рисунок 1 – АЧХ в першій контрольній точці (лівий край першого ряду)

На рис.1 можна побачити явні піки на деяких частотах. Для зручності їх було помічено маркером, який відображає частоту, на якій виник пік АЧХ та рівень його звукового тиску (рис.2).

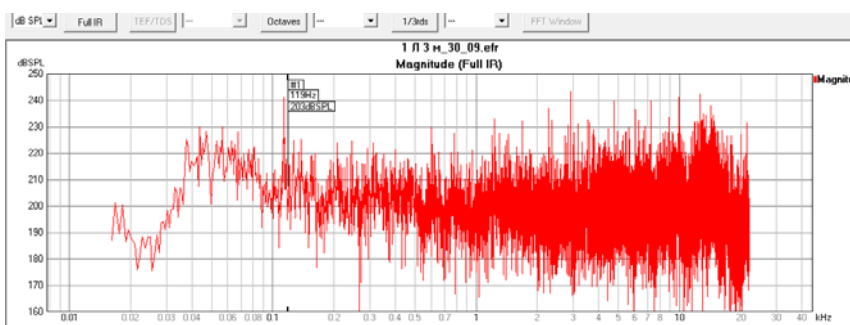


Рисунок 2 – Маркер на АЧХ

Щоб вирівняти АЧХ треба позбутися усіх з'явившихся піків. Для цього зазвичай АЧХ представляють згладженою в 1/3-октавних частотних полосах. Для більш точної картини АЧХ було представлено згладженою в 1/6-октавній полосі частот.

В результаті було отримано задовільні АЧХ системи звукопідсилення на кожній контрольній точці та доведено, що користуючись запропонованою методикою можливо налаштувати будь-яку систему звукопідсилення в будь-якому залі.

Секция № 2

**ГЛОБАЛЬНЫЕ, ЛОКАЛЬНЫЕ И ИНТЕГРИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ
СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ И ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАВИГАЦИИ СПУТНИКОВ НА ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЕ С ПОМОЩЬЮ АППАРАТНО- ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА

Шишков Ф.А., Конин В.В.

Национальный авиационный университет

03058, Киев, пр. Космонавта Комарова 1, кафедра АНС, тел. (044) 406-79-01

E-mail: konin2v@gmail.com

The artificial satellites have become an integral part of the modern life. They work for multiple purposes, such as communication, monitoring, navigation and scientific research. The satellites on geostationary orbit (GEO) hold the most interest. Inevitably there appears a task to provide service to prolong the life of satellites on GEO, which requires an ability to find ones coordinates. This task can be solved by the means of global navigation satellite systems (GNSS). The given work describes some of the experimental results of imitating the use of GNSS for navigation on GEO. The experiment involved the mathematical model that was used to provide the data on available satellites for GEO and the resulting accuracy and GDOP values and a hardware-software complex to estimate the navigation parameters of GEO on Earth. Some of the results are provided in the article.

Вступление

Современная жизнь немыслима без использования искусственных спутников Земли (ИСЗ). ИСЗ обеспечивают связь, мониторинг поверхности Земли, навигацию, позволяют решить всевозможные научные задачи. Особый интерес представляют спутники на геостационарной орбите (ГСО), которая расположена в плоскости экватора Земли (наклонение – несколько градусов, высота - 36000 км, угловая скорость ИСЗ - $7.2921151467e-005$ рад/с).

ГСО плотно заполнена спутниками [1], которые требуют обслуживания и удаления с орбиты (в случае невозможности вывести спутник на орбиту захоронения по техническим причинам).

При не дистанционном обслуживании ГСО сервисными космическими аппаратами (СКА) возникает необходимость автономного определения координат обслуживающего космического аппарата для последующего сближения с обслуживаемым объектом. Одним из способов определения координат является применение технологий спутниковой навигации.

Возможность применения глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) рассматривается уже довольно давно. Например, технические документы GPS выделяют космическую области обслуживания (КОО) [2], которая лежит в промежутке от края наземной области обслуживания (3000 км над поверхностью Земли) и до 36000 км (примерная высота ГСО). Для обеспечения КОО используются навигационные («загоризонтные») спутники, которые находятся за Землей относительно СКА, находящегося на ГСО.

При математическом моделировании возможности автономной спутниковой навигации на ГСО было установлено [3], что угол места спутников, сигналы которых доступны на геостационарной орбите, находится в пределах от 55° до 90° . В данной работе представлено сравнение результатов моделирования навигационных параметров на геостационарной орбите с результатами, полученными с помощью аппаратно-программного комплекса на Земле, при высоких значениях угла маски, для оценки влияния геометрического фактора и ограниченности физического расположения спутников на результирующую точность.

Спутниковая навигация на геостационарной орбите

Спутниковая навигация в космосе, рассматриваемая в данной работе, основана на приеме сигналов, излученных через основные лепестками диаграмм направленности (ДН) антенн навигационных спутников в пределах от $\pm 13.8^\circ$ до $\pm 23.5^\circ$ (для частоты L1), $\pm 26^\circ$ (для частот L2/L5) и боковые лепестки в пределах от $\pm 30^\circ$ до $\pm 60^\circ$. Данные о ДН антенн

спутников GPS представлены в работах фирмы Lockheed Martin [4].

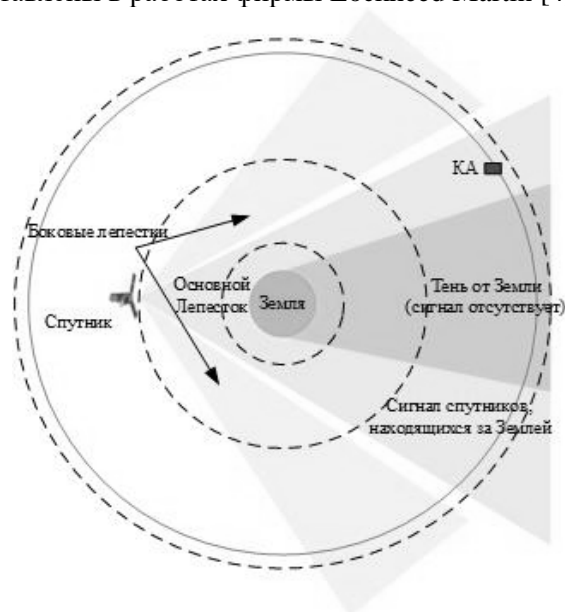


Рис. 1 – Направление передачи сигналов навигационных спутников

На рис.1 изображено направление передачи сигналов навигационных спутников в направлении к ГСО через основные и боковые лепестки. Значительная часть сигналов, проходящих сквозь основной лепесток ДН антенны навигационного спутника ограничена Землей, а именно углы диаграммы направленности в пределах $\pm 13.8^\circ$.

Использование гораздо более слабых сигналов является основным препятствием навигационным определениям на высоких орбитах. К значительным ошибкам приводит также неудовлетворительное геометрическое расположение навигационных спутников в решениях навигационной задачи приемником GPS на НЕО и GEO орбитах [5].

Методология и результаты исследования

Аппаратно-программный комплекс состоит из рабочего места с интерфейсом для визуализации и сохранения результатов исследования, навигационным приемником для обработки информации от ГНСС и антенны для приема сигналов от спутников. Местоположение антенны известно и принимается как базовая точка, что позволяет определить значения ошибки местоположения.

Определение позиции объекта на геостационарной орбите происходит в навигационном поле, сформированном сигналами навигационных спутников. Для получения навигационного решения необходимо одновременно принимать сигналы как минимум 4 спутников, в случае использования нескольких ГНСС необходимо синхронизировать их по времени или использовать больше спутников.

Типичное расположение навигационных спутников, которые потенциально могут быть применены для определения координат СКА на ГСО изображено на рис. 2 (а,б), из которого видно, что спутники сосредоточены в проекции конуса с вершиной угла 60 градусов (в случае использования боковых лепестков – 55 градусов). Эта модель соответствует приему сигналов, излученных через основные и боковые лепестки с углами, обозначенными выше. Результаты на рис. 2 были получены по данным альманаха GPS и ГЛОНАСС при использовании только сигналов, проходящих сквозь основной лепесток диаграммы направленности антенны спутника. Возможно также использования альманаха с вышеупомянутыми системами, а также Galileo и Beidou в различных комбинациях. Для данного момента времени доступны 3 спутника системы GPS и 3 спутника системы ГЛОНАСС, что является достаточным условием для получения навигационного решения. Рисунок (а) отображает геометрию спутников на орбите,

рисунок (б) – соответствующие значения угла места и азимута. Спутники на рисунке обозначены синими кружками с их PRN номерами в случае (а), и нумерованными синими точками в случае (б). На рисунке (а) базовая точка отображена желтым кругом, в случае рисунка (б) – находится в центре рисунка. Шкалы рисунка (а) соответствуют значениям координат спутников и базовой точки в системе ECEF. Круг на рис. (б) отображает значение азимута, внутренние значения соответствуют углу места спутников.

Значения среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки определения местоположения (при 400 реализациях) составили 0.4 м, 0.3 м и 85 м соответственно координатам точки в географической системе координат. Значение геометрического фактора составило 82, что ожидаемо в данной конфигурации. Как видно, геометрия спутников в основном влияет на определение высоты базовой точки.

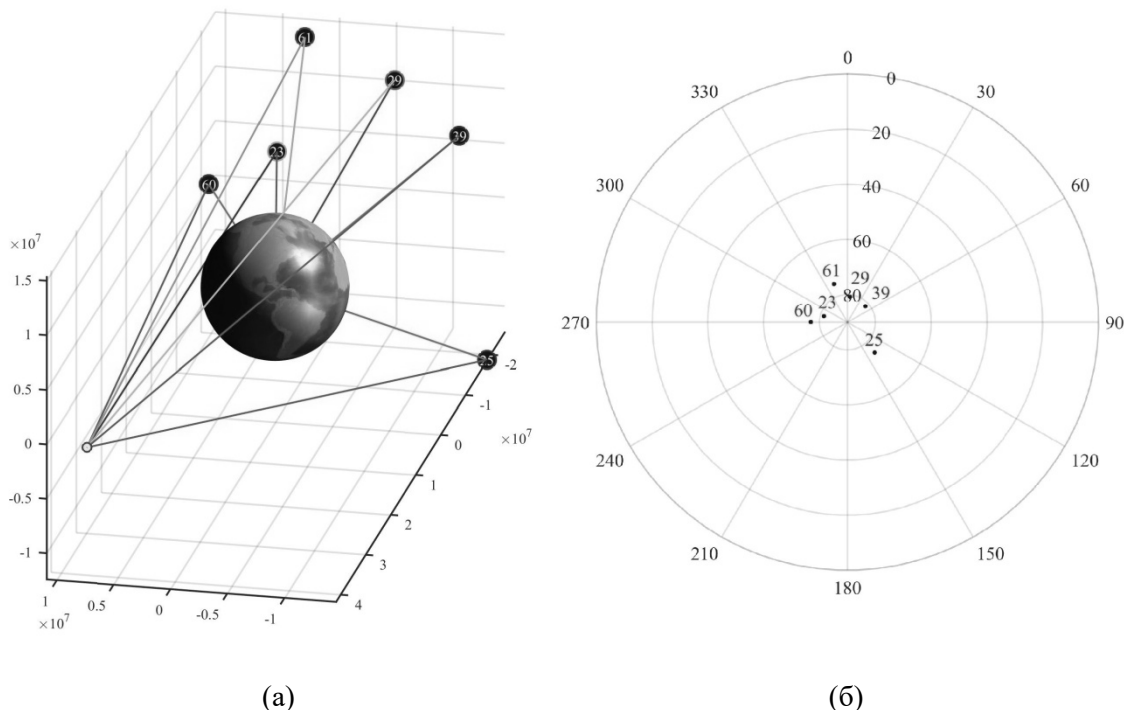


Рис. 2 – Моделирование спутников, видимых на геостационарной орбите

Эксперимент был организован следующим образом. В течение 2016- 2017 года велось наблюдение за спутниками и фиксировались такие ситуации, когда в секторе, ограниченном углами маски 50 – 55 градусов находилось достаточное количество спутников для измерения координат. Обычно были комбинации 3 GPS плюс 2 GLONAS и наоборот, иногда добавлялись 1-2 спутника GALILEO. Для таких наборов определялись координаты позиции, геометрические факторы и продолжительность сохранения комбинации. Т. е. имитировались измерения на ГСО. На рис. 3 изображены некоторые результаты эксперимента.

Как видно на рис. 3 изображены положения спутников относительно базовой точки при значении угла маски в 55 градусов, что указано внизу рисунка. Для данного момента времени доступно 3 спутника системы GPS, 3 спутника системы ГЛОНАСС и 1 спутник системы Galileo. Спутники отображены зелеными кругами, квадратами и ромбами с указанием номера спутника для GPS, ГЛОНАСС и Galileo соответственно. В нижнем правом углу показаны значения факторов ухудшения точности в виде диаграммы и конкретных значений. В верхнем правом углу указаны координаты базовой точки и ошибки определения координат.

Значения ошибок определения координат составили 21.04 м, 3.76 м и 75.36 м соответственно широте, долготе и высоте. Как в случае симуляции, так и реального

эксперимента значения ошибок по высоте наибольшие, что связано с малой «базой» расположения спутников относительно базовой точки. Значение GDOP составило 28.3. Значение геометрического фактора в случае реального эксперимента значительно лучше, чем в случае симуляции, поскольку расстояния от спутников до точки на поверхности Земли в разы меньше чем расстояния от загоризонтных спутников до точки на ГСО.

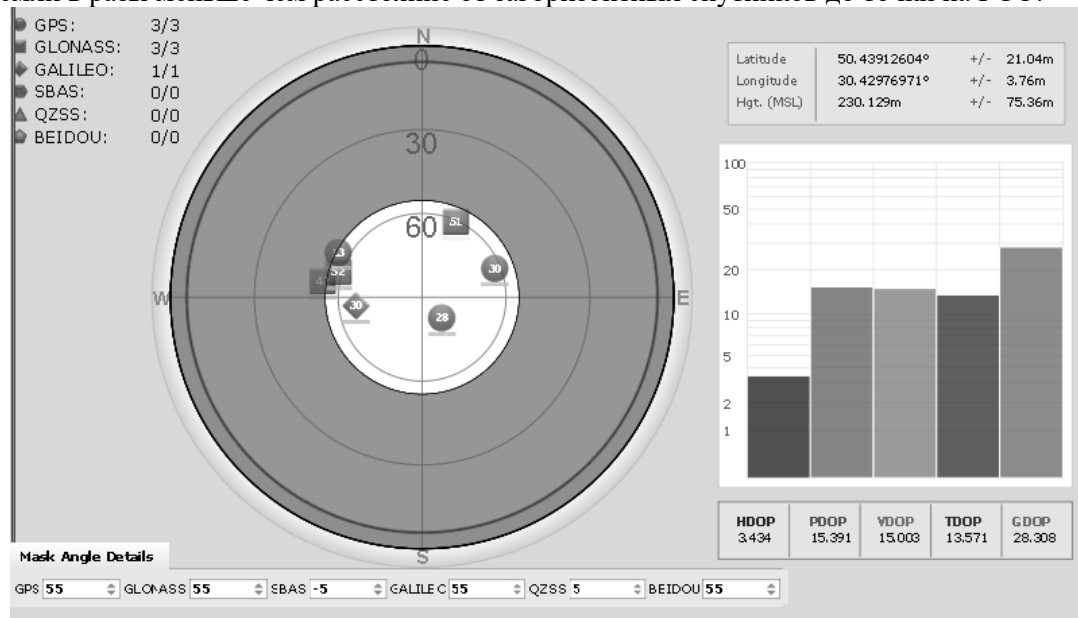


Рис. 3 – Отображаемые аппаратно-программным комплексом результаты исследования

Выводы

Методами моделирования показана возможность обеспечивать автономную навигацию космических аппаратов на геостационарной орбите.

Показано, что угол маски для навигационных спутников лежит в пределах 55 – 60 градусов. Для таких углов маски проведены эксперименты на Земле, показавшие принципиальную возможность обеспечения автономной навигации на геостационарной орбите с ошибками несколько десятков метров. Типичные значения средне-квадратического отклонения на земле при GDOP не более 30 лежали в пределах 20 – 60 м по высоте и до 30 м в горизонтальной плоскости при угле маски больше 55 градусов.

Список использованных источников

1. Michael J. Finch, Limited Space: Allocating the Geostationary Orbit, 7 Nw. J. Int'l L. & Bus. 788 (1985-1986)
2. Global Positioning System Standard Positioning Service Performance Standard, 4-th Edition/ FAA, September 2008
3. Конин, В. Автономная навигация космических сервисных аппаратов на геостационарной орбите по сигналам ГНСС / В. Конин, Ф. Шишков // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2016. – Т. 59, N 12. - С. 43-49. – Режим доступа : DOI : 10.20535/S0021347016120049.
4. The GPS Block IIR and IIR-M Broadcast L-Band Antenna Panel: Its Pattern and Performance // Willard A. Marquis, Daniel L. Reigh / 2015 Lockheed Martin Corporation
5. The Navigator GPS Receiver // National Aeronautics and Space Administration / url: http://itpo.gsfc.nasa.gov/wp-content/uploads/gsc_14793_1_navigator.pdf

РОЗРОБКА І ВИРОБНИЦТВО ВІТЧИЗНЯНОГО СУЧАСНОГО ОБЛАДНАННЯ СУПУТНИКОВОЇ НАВІГАЦІЇ

Кривов'яз А.Т.

ДК «Укроборонпром» - ДП «Оризон-Навігація» м.Сміла, Черкаська обл.)

вул. Мазура 24, м. Сміла, Черкаська обл., Україна, 20708

тел./факс: +38(04733) 2-22-05

E-mail markat@orizon-navigation.com

Досвід фахівців державного підприємства «Оризон-Навігація» - більш 35 років розробки, виробництва і застосування апаратури споживачів супутникових навігаційних систем ГЛОНАСС і GPS.

На підприємстві розроблено і налагоджено виробництво більш 50 моделей апаратури споживачів СНС GPS/GLONASS/SBAS різного призначення: для цілей навігації (авіаційних, морських і наземних споживачів), геодезичної зйомки, синхронізації апаратури зв'язку, безпеки руху транспорту, для проведення спеціальних робіт з використанням супутникових технологій.

Все обладнання, що випускається серійно, сертифіковане.

Впроваджена Система менеджменту якості та отриманий сертифікат відповідності стандарту ISO 9001-2008.

Розробка зразків апаратури військового призначення проводиться під контролем Представництва Замовника.

За останні роки підприємство зробило значний крок у створенні нових зразків обладнання.

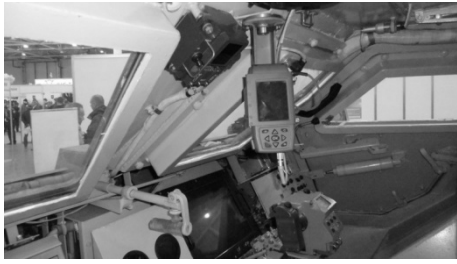
Підприємство постійно розглядає сучасні вимоги, перспективи і проблеми впровадження супутникового навігаційного обладнання для наземних рухомих об'єктів спеціального призначення, які зараз використовуються в антитерористичних операціях.

Оперативне, надійне і точне визначення власного місцезнаходження і визначення координат цілей забезпечує якісне виконання бойових задач.

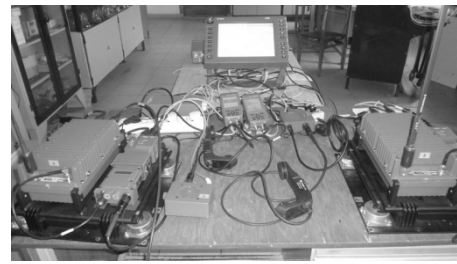
Підприємством виконується виготовлення комплектів апаратури супутникової навігації СН-3003М і СН-3210.



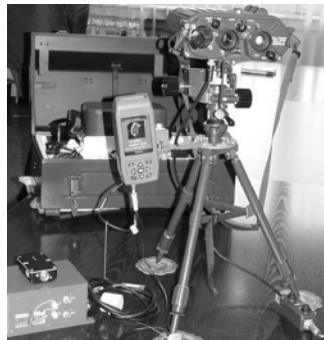
Використання комплектів СН-3003М на лінійних об'єктах та комплектів СН-3210 на командних об'єктах і з'єднання їх між собою за допомогою засобів зв'язку забезпечить не тільки вирішення навігаційних завдань, а також підвищить ефективність підрозділів за рахунок оперативного обміну інформацією між командиром і особовим складом, та оперативного вирішення розрахунків спеціальними обчислювальними пристроями та засобами індикації.



Проводиться робота щодо інтеграції навігаційних приладів з аналоговими і цифровими радіостанціями вітчизняного і закордонного виробництва.



Підприємством розроблений автоматизований комплекс СН-4003, призначений для навігаційного забезпечення і визначення координат точок (орієнтирів, цілей) на місцевості. В комплекс СН-4003 входить оптичний далекомір, супутниковий приймач і електронний компас. Комплекс СН-4003 забезпечує точність визначення координат цілей 10-20 м на відстані до 5 км.



На підприємстві створені нові прилади СН-4215 і СН-3003МН.

Нова модифікація апаратури СН-3003МН розроблена для носимого, індивідуального використання, герметична та має покращені тактико-технічні характеристики (сучасний приймач сигналів СНС, кольоровий дисплей, можливість роботи з векторними і растровими електронними картами, зменшені розміри 130,0 x 60,0 x 34,5 мм, вага 300 г, час роботи не менше 24 год, об'єм вбудованої пам'яті 8 Гб та ін.).



Нова апаратура СН-4215 – це розвиток апаратури типу СН-3210 (для встановлення на рухомих об'єктах наземної військової техніки), але з можливістю індивідуального використання та з покращеними тактико-технічними характеристиками:

- приймач (зовнішній і вбудований), 32 канали СНС ГЛОНАСС (L1), GPS (L1) і SBAS;

- дисплей - кольоровий, графічний, діагональ 200 мм;

- інтерфейси – RS 232/422, USB, Wi-Fi, ETHERNET;

- обсяг пам'яті – не менше 16 Гб;

- антена – зовнішня і вбудована;

- конструктивне виконання – для встановлення на рухомих наземних об'єктах на колісному і гусеничному ході;

- габарити – 218 x 191 x 57 мм, маса блоку індикації – 2,5 кг.

-



На базі апаратури СН-4215 можливо розробляти інформаційно – навігаційні системи різноманітного призначення, які одночасно з рішенням основної навігаційної задачі забезпечують виконання сервісних та картографічних задач, можуть використовуватися в якості елемента побудови оперативних навігаційних систем різного рівня.

В якості основних напрямків розвитку нової апаратури супутникової навігації розглядаються такі:

- створення апаратури для визначення параметрів кутової орієнтації об'єктів;

- створення заводо захищених систем супутникової навігації;

- створення сімейства комплексованої навігаційної системи (КНС) з можливістю використання різних по класу датчиків інформації, побудованих на різних фізичних принципах;

- створення елементів систем управління підрозділами і автоматизованих комплексів для виконання розрахунків бойових задач.

Пріоритетними питаннями є створення на базі вже існуючого та перспективного обладнання елементів систем керування, розробка та впровадження сучасних електронних обчислювальних приладів із програмним забезпеченням для автоматизації розрахунків.

Всім зацікавленим установам пропонується проведення спільних досліджень щодо створення нових виробів навігації з використанням обладнання, яке розробляється та виготовляється в ДП «Оризон-Навігація».

RELATIVISTIC EFFECTS IN VARIOUS SCHEMES OF TIME TRANSFER TO MOBILE OBJECTS OR USING MOBILE OBJECTS

Y.Y Zanimonskiy

“Acceptic” LTD

61010, Kharkiv, 3 Irina Bugrimova square, tel. 050-647-45-11,

E-mail: yevgenzan@gmail.com

In this study the sources of relativistic errors in time transfer are discussed in case of relative motion of systems, the information between which is transmitted over a communication line with a constant propagation time of the signals, in case of relative motion of systems with bi-directional propagation of signals. Complementary problem of possible effects due to the influence of the derivative of the gravitational potential - the gravity on the frequency standards is discussed too.

Active development of communication systems and computer networks requires constant improvement of the synchronization quality of objects, including those moving at high speeds. Investigation of new directions in applied sciences is accompanied by the development of new ideas of a conceptual nature, as well as careful analysis of the theoretical positions used, in physics in particular, for the mutual harmonization of new and established concepts. The new generation of experimental techniques makes it possible, on the one hand, to take a new approach to the traditional problems of substantiating the fundamental positions of the theory, and, on the other hand, it needs theoretical bases at deeper levels, in the following approximations.

Till now in the original and review articles various models explaining the phenomena arising at propagation of electromagnetic waves are considered. Both the theory of relativity and a whole series of new and old hypotheses well explain the existing experimental facts in various combinations of facts, provided that these explanations are formulated by theorists with an active life position. And this position serves as the basis for the protection and propagation of the corresponding theory or hypothesis. In this situation, new experiments are needed, although it is unlikely that an "experimentum critice" can be put in the near future.

At present, there are several problems in describing the motion of objects, both in free space, and in gravitational and electromagnetic fields. Among these problems and new opportunities are relevant:

- verification of the applicability of the provisions of the SR in the case of relative motion of systems, the information between which is transmitted over a communication line with a constant propagation time of the signals (cable or optical fiber of constant length);
- verification of the applicability of the SR provisions in the case of relative motion of systems with bi-directional propagation of signals;
- estimates of the error of classical experiments on the verification of the frequency variation in the gravitational field due to the influence of the derivative of the gravitational potential - the gravity.

When constructing optical fiber communication lines, their non-planar spatial form with unequal zero torsion inevitably arises. The calculation of the geometric phase in this case is of interest, in particular, to take into account the possible dispersion of the time delay in the propagation of light signals with broadband modulation in opposite directions. The presence of a geometric phase leads to the appearance of the dependence of the group velocity on the wavelength, that is, the dispersion. For a macroscopic waveguide, this dispersion is small. For example, for the emission of a red laser with a fiber length of one meter, the relative change in the group velocity may be near 10^{-7} . Geometric dispersion can be significant only when very short, for example, femtosecond laser pulses propagate through miniature light guides.

A local relativistic experiment with a finite relative motion of reference frames provides for the use of three methods of coupling of moving parts relative to the parts of the measuring system to enable the study of fine details of the RE. The signal propagating through the radio channel is shifted in frequency due to the linear and quadratic Doppler effect. As it seems at

present, the signal transmitted over the cable does not have such a shift. In the local experiment, in addition to the cable, various technical implementations of communication systems with a constant propagation time of the signal can be proposed.

In a certain sense, the absence of relativistic effects with the coupling of two systems moving relative to one another by means of a channel with a constant propagation time of the signal contradicts the statement about the absolute nature of the change in the tempo of time in the moving frame. Therefore, the Lorentz transformation for time is obtained on the basis of experimental data only if the systems (clock synchronization) are connected through a channel with a constant propagation velocity of the signal. The ability to differently synchronize clocks in different frames of reference leads to different transformations of the time coordinate from one system to another.

A comparison of the signals obtained by two paths and the isolation of the quadratic Doppler effect would allow us to experimentally measure the changes in the rate of time during the motion of the source. The main difficulty in measuring the quadratic effect is usually that this effect is masked by many orders of magnitude by a large linear effect. The presence of two channels in which the linear effect has opposite signs makes it possible significantly reduce its contribution by averaging the data obtained through these channels. Nevertheless, the compensation of the linear effect can not be complete due to the non-identity of the channels.

The basic hypotheses at the base of the Michelson-Morley experiments contain the hypotheses that the rate of electromagnetic interaction can depend on the direction of its propagation, towards or in the direction of motion relative to the ether. It is implicitly assumed that the length of the arms of the interferometer does not depend on their location relative to the same two directions. This second assumption is inherently opposite to the first, since the length of a solid is determined by the electromagnetic interactions of the constituent atoms. It is possible to assume that the intensity of these interactions is related to their speed.

Thus, if the speed decreases (increases), the length of the shoulder will decrease (increase), so the zero effect is guaranteed. In other words, the Michelson interferometer with fixed-body arms is not sensitive to relativistic effects in principle. Surprisingly, experiments with the Michelson interferometer, in which the local measurement principle is implemented, is not sensitive to the relativistic effects of SR, served as one of the grounds for the SR itself!

Usually, the direct force action of the gravitational field on the frequency-setting elements of the standards, parametrized by the tension vector, can not lead to additional uncertainty of frequency reproduction. To estimate this uncertainty it is possible during special tests, which, generally speaking, must be subjected to all sources of signals of a highly stable frequency. The author was not able to find in the available literature a description of the frequency standard, in the budget of uncertainties, which would mention the influence of gravity, by modulo and direction.

A metrological study of the dependence of the frequency of a standard on gravity could be carried out directly, placing standards at points with different gravity, just as it was done in experiments, beginning with the well-known experiment of Pound and Rabka. However, in these experiments, against the background of the dependence of the frequency difference on the potential difference of the gravitational field, it is impossible to single out the effects of tension. The reason is that, from the surface of the Earth and up to altitudes of about tens of kilometers, the changes in gravity are proportional to the changes in the potential. The noted proportionality will no longer take place if we compare the changes in the potential and gravity during descent under the surface of the Earth, in a mine, cave or other cavity.

The noted problems and discrepancies can be excluded with the correct formulation of the physical problem and the consistent application of simple physical reasoning and the corresponding mathematics.

**INVESTIGATION OF SOME MAGNETOSPHERIC PHENOMENA
OF GEOMAGNETIC STORM ON MARCH 17, 2013 BASED ON
OBSERVATIONS FROM GNSS AND NOAA-15 SATELLITE**

Y.M. Zanimonskiy¹, O.V. Dudnik^{1,2}, G. Nykiel³, M. Figurski³

¹Institute of Radio Astronomy, National Academy of Sciences of Ukraine
61002, Kharkiv, Mystetstv str., 4, tel.: +380 (57) 720 35 79,
zanimonskiy@rian.kharkov.ua

²V.N. Karazin Kharkiv National University, 61022, Kharkiv, Svobody square, 4,
dudnik@rian.kharkov.ua

³Faculty of Civil and Environmental Engineering, Gdansk University of Technology,
G. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdansk, Poland;
grzegorz.nykiel@pg.edu.pl, mariusz.figurski@pg.edu.pl

Substantial variations of magnetospheric electron fluxes of low and intermediate energies at an altitude of ~ 800 km at different phases of the geomagnetic storm were investigated. The ionosphere and plasmasphere response was analyzed using TEC variation maps over the Central Europe. A concept of the connection of TEC variations above the Central Europe and spatially inhomogeneous fluxes of energetic particles is being proposed.

Geomagnetic storms are accompanied by changes of electron concentration in the ionosphere and plasmasphere, and by significant fluctuations of the Total Electronic Content (TEC) as well [1]. Simultaneously, during the main phase of the storm the processes of high energy electron diffusion on the jumps of electric and magnetic fields in radiation belts are intensified leading to their further precipitation into the atmosphere. In some cases, a gap between the inner and outer Van Allen electron radiation belts is filled by enhanced energetic particles that may affect on the spatial distribution of the TEC both: in plasmasphere and in ionosphere.

In this work we analyze dynamic maps of spatial variations of TEC over the Central Europe during the geomagnetic storm on March 17, 2013. The maps are based on data from over 570 ground receivers of the Global Navigation Satellite System (GNSS). Each map with a spatial resolution of about 50 km has been calculated by application of special algorithm with the usage of two-frequency signals from one near zenith GNSS satellite [4]. Temporal interval between sequential maps that demonstrate TEC variations/deviations from smoothed regional values is 30 s.

The dynamics of high energy particle fluxes above the Northern hemisphere is also investigated for the same geomagnetic storm. The electron fluxes were recorded in a few integral energy ranges from the two mutually perpendicular directions by the MEPED (Medium Energy Proton Electron Detector) instrument, which is part of the SEM2 (Space Environment Monitor 2) equipment, on the NOAA-15 low Earth orbit spacecraft. NOAA-15 is one of a series of NOAA POES/MetOp satellites, each of which has a quasi-circular solar synchronous orbit at an altitude of about 850 km and with orbital period of 102 min. One of the two telescopes of the MEPED device measured particle fluxes from the direction "anti-Earth": the axis of the solid angle was determined by the line connecting the spacecraft with the center of the Earth. The second telescope measured the fluxes from the horizontal direction, antiparallel to the satellite's velocity vector. The electron fluxes were measured in four energy channels: E1 ($E_e > 40$ keV), E2 ($E_e > 130$ keV), E3 ($E_e > 287$ keV), and E4 ($E_e > 612$ keV).

The prolonged solar flare on March 15, 2013 at 06:46 - 09:35 UTC with a maximum at 07:58 UTC of the class M1.1 in the X-ray wavelength range according to records of geostationary satellite GOES-15 was the source of flows of high-energy particle fluxes of different sorts and of the Coronal Mass Ejection (CME), reached the near-Earth space on March 17 at ~ 05:24 UTC. The CME shock has caused moderate geomagnetic storm with a sudden commencement (SC) at ~ 06:02 UTC and a long-term main phase lasting from ~ 10.30 UTC to ~ 20.30 UTC with a maximum of $D_{st} = -132$ nT. Enhanced fluxes of electrons, protons and ions in the near Earth space with an insignificant rate of growth in count rates was recorded in the

second half of March 15, and with a more significant gradient of growth at the end of March 16 according to the data of ACE, WIND and SOHO satellites placed at the Lagrangian point L1. Particle fluxes in the interplanetary space reached their maximum in the first half of March 17.

According to the NOAA-15 data, substantial variations in the fluxes of magnetospheric electrons of low and intermediate energies at an altitude of ~ 850 km have been registered observed at different phases of the geomagnetic storm, accompanied by growth of particle fluxes in the interplanetary space over the entire range of recorded energies. A characteristic feature was the registration of the jagged profiles of radiation belts, of sporadic particle microbursts during crossing of the belts by a satellite and in the vicinity of belts. Fig. 1 demonstrates behavior of magnetospheric SYM-H index and of the fluxes of high-energy electrons recorded by the MEPED sensors from the anti-Earth direction. It is seen noticeable increase of precipitating electron fluxes on March 16 due to arrival of solar cosmic rays to the near-Earth space, generated in the prolonged solar flare on March 15. During the initial and main phases of the geomagnetic storm on March 17, electron fluxes increased by a factor $10^2 \div 10^3$; their southern boundary moved along the latitude by $\Delta\varphi \approx 11^\circ$ to the equator in the entire range of the longitude satellite flying through.

The NOAA-15 satellite of the POES/MetOp grouping had flew above the European continent in the pre-morning sector of UTC; the southern boundary of increased electron fluxes was at the latitudes $\varphi_1 \approx 60^\circ \div 65^\circ$ N in geomagnetically quiet conditions. As far as the southern boundary moved to southward by $\Delta\varphi \approx 11^\circ$ (Fig. 1) during the prolonged main phase of the storm in the longitudinal range $\Delta\lambda \approx 80^\circ \div 330^\circ$, and taking into account the global nature of the dynamics of high energy electrons due to their azimuthally drift around the Earth, it can be assumed that the southern boundary of enhanced electron fluxes with energies $E_e \geq 40$ keV under the European continent has reached latitudes $\varphi_2 = \varphi_1 - \Delta\varphi \approx 49^\circ \div 54^\circ$ N at the initial and main phases of the moderate geomagnetic storm.

The dependence of the magnitude of TEC variations on latitude at different phases of the storm is revealed. As a rule, the conventional boundary, to the north of which the Root-Mean-Square deviation (RMS) of variations increases substantially, passes through the longitude of about 52° N at the longitudes of Central Europe in parallel with the isolines of the geomagnetic field strength. The position of the boundary at the initial phase of the storm changes slightly within few hours.

Electrons in the plasmasphere make an appreciable contribution to the TEC along the line of sight "GNSS satellite – ground receiver" [2, 3]. Tomographic studies with the application of GNSS signals have shown that plasmaspheric electrons are concentrated in "finger-like" structures, extending from the upper ionosphere up to heights of several thousand kilometers, and having cross-axis dimensions from 200 to 400 km [2, 3]. At the base of these structures, located at ionospheric heights, the electron concentration is higher than in neighboring regions and smoothly decreases to an altitude of about ten thousand kilometers, gradually increasing at high altitudes. The quasi-periodic structures living during 2-3 hours are visible clearly on dynamic maps of spatial variations of TEC under Central Europe during the storm. Their behavior has significantly differed from the behavior of quasi-periodic structures of Travelling Ionospheric Disturbances (TIDs) recorded in quiet geomagnetic conditions [4]. While the shape and direction of the TIDs do not depend on the elevation angle and the azimuth of the GNSS satellite, the direction of the structures on the map associated with the magnetospheric "fingers" changes during the span of the satellite in accordance with a change in its angular coordinates (Fig. 2). This figure shows the features associated with the described above character of the dependence of the electron concentration in the "finger" on the height. The "finger" of variable density is projected onto the map in the form of a "tail" (zone 1) corresponding to an increased electron concentration at high altitudes and associated with "head" having an increased concentration at the ionospheric heights (zone 2).

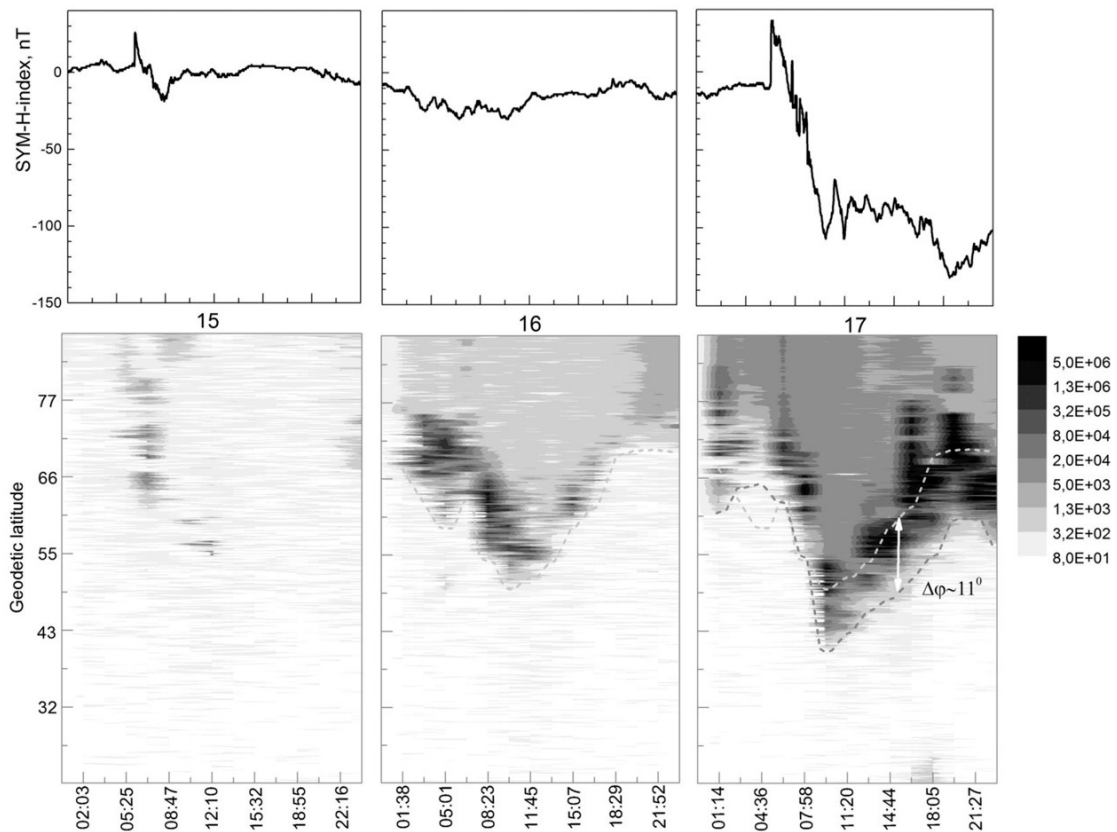


Fig. 1. Time dependence of the SYM-H index and of precipitating electron fluxes with energies $E_e \geq 40\text{keV}$ in the Northern hemisphere of the geographic latitude range $\Delta\varphi = 20^\circ \div 80^\circ\text{N}$ according to the data of the polar NOAA-15 satellite from 15 to 17 March 2013. The conditional southern boundaries of the increased fluxes of electron fluxes are indicated by light (March 16) and dark (March 17) dotted lines.

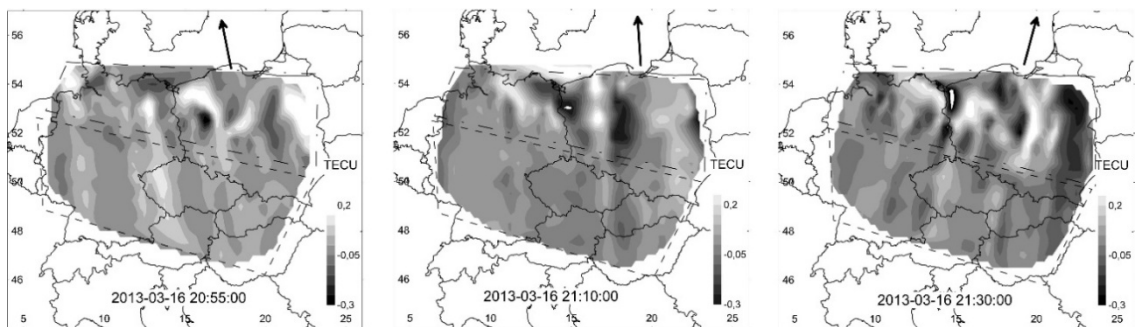


Fig. 2. The Maps of TEC variations above Central Europe prior to SC of the geomagnetic storm on March 17, 2013. Arrows indicate the projections of directions to the GNSS satellite, according to which the maps were reconstructed. Zones 1 are marked with a dashed line, and zones 2 are by dot-dashed.

We suggest that in the upper parts of the “finger-like” structures, the signal of the GNSS satellite passes through a zone, in which trapped and quasi-trapped electron fluxes are concentrated near their mirror reflection points. Accordingly, the increase in TEC is noticeable in comparison with the zones outside the structures, as well as the rotation of the “tails” of structures synchronized with the motion of the GNSS satellite.

In the lower-altitude parts of the “finger-like” structures leaned on the ionosphere, ionization of the residual atmosphere by high-energy electrons takes place. As a result, a large number of secondary “cold” electrons are produced, which manifests itself in the form of an increase of TEC variations in the volumes of the "heads". Since the "heads" of structures are presumably formed at ionospheric heights, their displacement along geographic coordinates was not recorded during the GNSS satellite motion. The jagged temporal profiles of high energy electron fluxes with energies of tens of keV, recorded on the NOAA-15/POES spacecraft with a time resolution of 2 s can serve as the reason for registration of “finger-like” structures in TEC.

References

1. Valladares C.E., Eccles J.V., Basu S., Schunk R.W., Sheehan R., Pradipta R., Ruohoniemi J.M. The magnetic storms of August 3-4, 2010 and August 5-6, 2011: 1. Ground and space-based observations. *Journal of Geophysical Research – Space Physics*. Vol. 122. Issue 3. Pp. 3487–3499. doi: 10.1002/2016JA023359.
2. Yizengaw E., Dyson P.L., Essex E.A., Moldwin M.B. Ionosphere dynamics over the Southern Hemisphere during the 31 March 2001 severe magnetic storm using multi-instrument measurement data. *Annales Geophysicae*, 23, 707–721, 2005 SRef-ID: 1432-0576/ag/2005-23-707.
3. Yizengaw E., Moldwin M.B., Dyson P.L., Fraser B.J., Morley S. First tomographic image of ionospheric outflows. *GEOPHYSICAL RESEARCH LETTERS*, VOL. 33, L20102, doi:10.1029/2006GL027698, 2006
4. Zanimonskiy Y.M., Nykiel G., Paznukhov A.V., Figurski M. Modeling of TEC Variations Based on Signals from Near Zenith GNSS Satellite Observed by Dense Regional Network, Proceedings of the 2016 International Technical Meeting of The Institute of Navigation, Monterey, California, **2016**, pp. 585-590.

ИНТЕГРАЦИЯ СРЕДСТВ СПУТНИКОВОЙ И ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И СКОРОСТИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ

Дохов А.И., Катюшина Е.В., Лукьянова О.А.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. 702-16-79, 702-15-32,

E-mail: dohov.alex@gmail.com, grinchenko_ev@ukr.net

The new methods and algorithms for determination of ground moving objects motion parameters on the basis of joint processing of GNSS and inertial navigation systems (INS) data were developed. The developed methods and algorithms are designed to process the data of inexpensive domestic GNSS receivers and INS and take into account the features of such data. The effectiveness of developed data processing methods and algorithms was experimentally verified using the real GNSS and inertial navigation data registered with the experimental integrated navigation system based on inexpensive equipment.

Введение

Глобальные навигационные спутниковые системы (ГНСС) и инерциальные навигационные системы (ИНС) представляют собой два успешно развивающиеся направления в создании систем навигации подвижных объектов. ГНСС и ИНС построены на различных физических принципах и имеют ряд особенностей.

Так, ГНСС обеспечивают независимые определения навигационных параметров (координат и скорости) объекта для каждого момента времени. Для функционирования ГНСС необходим устойчивый прием радиосигналов как минимум от четырех навигационных спутников. При этом точность определения координат и скорости существенно зависит от влияния многих факторов: многолучевого распространения сигналов, наличия активных или пассивных радиопомех, экранирование сигналов ГНСС и ряда других.

ИНС обеспечивает непрерывное определение координат, скорости, ускорения и угловой ориентации. При этом ИНС независима от внешних источников погрешностей. Однако для начала функционирования ИНС необходимо задать начальные значения навигационных параметров. Кроме того, для ИНС характерен рост со временем погрешностей определения навигационных параметров, обусловленных инструментальными погрешностями акселерометра и гироскопа, что ограничивает время эффективного использования ИНС и требует периодической коррекции данных.

Совместное применение ИНС и ГНСС позволяет решать навигационную задачу в случае перерывов в приеме сигналов навигационных спутников, а также в интервалах между двумя последовательными измерениями сигналов ГНСС.

Использование информации ИНС при обработке первичных измерений ГНСС на коротких интервалах позволяет эффективно фильтровать шумовые и некоторые медленно меняющиеся погрешности измерений, а также устранять скачки навигационного решения, вызванные изменением состава рабочего созвездия навигационных спутников. Благодаря этому повышается точность координатных определений по сигналам ГНСС.

В свою очередь, навигационные параметры, оцененные по сигналам ГНСС, позволяют калибровать ИНС.

Для создания современных интегрированных навигационных систем используется дорогостоящее оборудование.

ГНСС-приемники высшей ценовой категории, благодаря возможности одновременно наблюдать большое количество спутников, регистрации как кодовых, так и фазовых измерений ГНСС-сигналов сразу на двух или более несущих частотах и ряду других факторов, в совокупности с различными специализированными методами обработки данных, обеспечивать высокую точность и надежность координатных определений (по крайней мере, в благоприятных для ГНСС-навигации условиях).

Аналогично, ИНС высшей ценовой категории – это оборудование, работающее стабильно и позволяющее получать измерительную информацию высокой точности.

Построенные с использованием такого оборудования интегрированные навигационные системы позволяют получить высокоточное навигационное решение, но из-за высокой стоимости используется только в авиации и военной технике.

Авторами данной работы разработаны методы интеграции ГНСС и ИНС на базе недорогого оборудования. Благодаря такому подходу сфера применения интегрированных систем навигации существенно расширяется, охватывая различные автотранспортные приложения и другие важные отрасли. В то же время, недорогое оборудование имеет ряд особенностей, которые должны быть учтены при построении интегрированных навигационных систем. Результаты позиционирования с помощью такого оборудования имеют гораздо более низкую точность и надежность из-за сравнительно небольшого количества и/или низкого качества зарегистрированных данных.

Разработанные методы и алгоритмы обработки информации учитывают особенности этих данных (большие погрешности, частые пропуски данных и т.п.), обеспечивая повышение точности и надежности определения координат с помощью информационной интеграции недорогих ГНСС-приемника и ИНС.

Совместная обработка данных ГНСС и ИНС

Для интегрирования уравнений ИНС необходимо знать значения компонент вектора скорости и координат объекта в начальный момент времени. Эти величины могут быть получены путем обработки информации ГНСС.

Проще всего реализовать этот подход так: сначала определить координаты и скорость объекта в какой-то момент времени по информации ГНСС, после чего интегрировать навигационные уравнения ИНС с использованием этих начальных условий.

Но когда наземный подвижный объект (например, автомобиль) движется по улицам города, множественное отражение сигналов ГНСС и/или их затенение окружающими домами часто вызывает значительное снижение точности определения параметров движения и возникновение промежутков времени, в течение которых навигация по данным ГНСС невозможна. Поэтому данный способ объединения данных ГНСС и ИНС имеет ряд недостатков. Во-первых, исходным моментом определения параметров движения объекта может быть лишь тот момент, в который возможно позиционирование по измерениям ГНСС. Во-вторых, повышенные погрешностей и/или затенение сигналов ГНСС и неудачное взаимное расположение видимых спутников может привести к значительному снижению точности определения параметров движения, и эти погрешности начальных значений приведут к искажению всех значений искомым параметров, полученных в результате интегрирования. В-третьих, недорогие ГНСС-приемники часто не выдают значения компонент вектора скорости, ограничиваясь лишь определением координат.

Принимая во внимание все изложенное, авторами данной работы был реализован несколько иной алгоритм совместной обработки данных ГНСС и ИНС.

В ходе этого алгоритма, прежде всего, начальные значения координат и скорости устанавливаются равными нулю. После этого выполняется интегрирование навигационных уравнений ИНС, в результате чего определяются значения координат и скорости, соответствующие определенному интервалу времени. Эти значения параметров движения могут быть представлены в виде:

$$x^{INS} = x + x_0 + v_0(t - t_0) + \delta x^{INS},$$

где x и x^{INS} – соответственно, точные координаты и координаты, полученные путем интегрирования данных ИНС;

v_0, x_0 – неизвестные начальные значения векторов скорости и координат;

t – время, t_0 – начальный момент времени, которому соответствуют v_0 и x_0 ;

δx^{INS} – неточность координат за счет накопления погрешностей в процессе интегрирования данных ИНС.

В результате отклонение координат, вычисленных на основе данных ИНС, от координат, определенных по измерениям сигналов ГНСС может быть представлено в виде:

$$x^{INS} - x^{GNSS} = x_0 + v_0(t - t_0) + \delta x^{INS} - \delta x^{GNSS},$$

где δx^{GNSS} – погрешности позиционирования по данным ГНСС, $x^{GNSS} = x + \delta x^{GNSS}$.

Очевидно, параметр $x^{INS} - x^{GNSS}$ со временем изменяется линейно, с точностью до разности остаточных погрешностей позиционирования по данным каждой из двух навигационных систем.

Величина δx^{GNSS} определяется большим количеством различных независимых факторов: количеством и взаимным расположением наблюдаемых навигационных спутников, различными погрешностями ГНСС-измерений и алгоритмами их компенсации. Поэтому δx^{GNSS} может характеризоваться только статистическими характеристиками.

Величина δx^{INS} , наоборот, зависит только от собственных погрешностей ИНС и погрешностей численного интегрирования. При этом значительная часть погрешностей ИНС меняется очень медленно [1], благодаря чему их можно компенсировать путем калибровки устройств, входящих в состав ИНС. Это дает возможность, аппроксимируя величину $x^{INS} - x^{GNSS}$ на некотором интервале времени полиномом, описать с его помощью не только два первых, но и третье слагаемое правой части последнего соотношения. Добавив значения аппроксимирующего полинома к соответствующим значениям x^{INS} , получим, с точностью до погрешностей аппроксимации, истинные значения координат.

Итак, в результате выполнения таких действий не только оцениваются начальные значения координат и скорости, но и компенсируются остаточные погрешности определения координат с использованием данных ИНС. Оценка формируется на основе всех координат, определенных по ГНСС-измерениям, благодаря чему повышается ее точность. Дополнительного повышения точности можно достичь, используя для построения аппроксимирующего полинома взвешенные данные для снижения влияния информации, содержащей повышенные погрешности. В качестве весов можно использовать, например, значения параметра $(PDOP)^{-1}$, соответствующие координатам, определенным по ГНСС-измерениям.

Оценка эффективности методов совместной обработки данных ГНСС и ИНС

Оценка эффективности разработанных метода и алгоритмов проводилась с использованием реальных данных, накопленных с помощью экспериментальной интегрированной навигационной системы, в состав которой входят недорогие ГНСС-приемник и ИНС. Эта система была сформирована на базе планшета Samsung P6010 Galaxy Note 10.1 2014 Edition 3G и установлена на автомобиле, который двигался по улицам города.

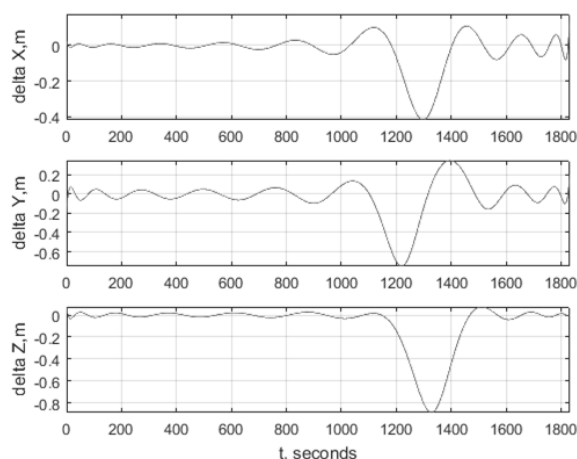
В таблице представлены статистические характеристики отклонения координат,

определенных исключительно по кодовым ГНСС-измерениям в автономном режиме, от координат, вычисленных в результате совместной обработки данных ГНСС и ИНС.

	dX	dY	dZ
M, m	0.00	-0.01	0.01
RMS, m	3.09	2.14	2.69

Близость к нулю средних значений отклонения координат свидетельствует о том, что в результате применения разработанного алгоритма совместной обработки информации ГНСС и ИНС погрешности измерений ИНС с периодом изменения меньшим длины обрабатываемой выборки были практически полностью устранены.

Для того, чтобы оценить эффективность разработанных алгоритмов совместной обработки информации ГНСС и ИНС в случае временного отсутствия данных ГНСС, в данных ГНСС был искусственно сделан пропуск продолжительностью около 3 минут (от 1100 до 1300 секунды сеанса измерений). На приведенном ниже рисунке представлены графики разности координат, определенных путем совместной обработки данных ИНС и ГНСС при непрерывной информации ГНСС и при наличии пропуска в этой информации.



Сравнение этого рисунка с данными, приведенными в таблице, показывает, что ухудшение точности определения координат в случае временного отсутствия данных ГНСС мало по сравнению с погрешностями определения координат по кодовым ГНСС-измерениям в автономном режиме навигации. Таким образом, применение разработанных алгоритмов для восстановления координат в течение нескольких минут, когда ГНСС-навигация невозможна, вполне оправдано.

Выводы

Разработанный метод совместной обработки данных ГНСС и ИНС позволяет оценивать координаты объектов с точностью, не уступающей точности позиционирования по кодовым ГНСС-измерениям в автономном режиме навигации, а также оценивать параметры движения транспортных средств тогда, когда ГНСС-позиционирование невозможно (в течение интервалов времени продолжительностью до нескольких минут). При этом точность полученных оценок координат не уступает точности позиционирования по кодовым ГНСС-измерениям. Таким образом, разработанная технология совместной обработки информации ГНСС и ИНС позволяет обеспечить непрерывное определение параметров движения в условиях, сложных для ГНСС-навигации.

Практическая ценность полученных результатов заключается в возможности применения разработанного метода определения навигационных параметров подвижных объектов в рамках построения системы мониторинга параметров движения транспортных

средств, совершенствования автоматизированных систем управления дорожным движением, для контроля соблюдения водителями правил дорожного движения, анализа обстоятельств ДТП и тому подобного. В частности, разработанная технология позволяет анализировать движение транспортных средств при возникновении ДТП в условиях отсутствия видимых спутников ГНСС, при опрокидывании автомобиля и т.д.

Теоретически, возможно использование данных ИНС не только для эффективного восстановления непрерывности определения параметров движения, но и для повышения их точности. Однако, для этого необходимы дальнейшие исследования особенностей измерительной информации ИНС и проведение тщательной калибровки датчиков, входящих в состав ИНС.

Вместе с тем, альтернативным способом обеспечения непрерывности позиционирования в сложных для ГНСС-навигации условиях является использование ГНСС-приемников, которые регистрируют измерения сигналов сразу нескольких ГНСС (например, GPS и ГЛОНАСС), и могут обеспечить их совместную обработку.

Литература

1. Titterton D.H. Strapdown Inertial Navigation Technology / D.H. Titterton, J.L. Weston. Peter Peregrinus Press, London, 2004.

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЭС ПО ГЛОБАЛЬНЫМ ИОНОСФЕРНЫМ КАРТАМ И ПО ДАННЫМ ОТДЕЛЬНЫХ СТАНЦИЙ ГНСС

Е.М. Занимонский, А.А. Колосков, А.И. Резниченко
Радиоастрономический институт НАН Украины
61002, Харьков, ул. Мистецтв, 4, тел. (057) 720-35-79,
E-mail: zanimonskiy@rian.kharkov.ua

We investigated the main problem in creating of global ionospheric maps due to uneven distribution of receivers - quite a lot on the continents and the small number on the islands in oceans. Interpolation of the measured value of TEC in form of spherical polynomials produce the artifacts estimated in this study.

Ионосфера Земли, как среда распространения сигналов разнообразных радиосистем, является объектом активного изучения. Полное электронное содержание (ПЭС) характеризует пространственно-временную изменчивость ионосферы. Благодаря развитию сетей перманентных станций ГНСС, обеспечивается эффективное определение ПЭС над сушей. Наиболее известным продуктом в этой области являются глобальные ионосферные карты (Global Ionospheric Maps, GIM's), представляющие собой распределение ПЭС на всех широтах, кроме околополярных областей. Такие карты на регулярной основе публикуются в Интернете, с временным разрешением один час и пространственным - 5° по долготе и $2,5^\circ$ по широте. Широкое использование карт в научных исследованиях отражено в тысячах публикаций и привело к существенному развитию понимания ионосферных процессов. Прикладное значение карт реализуется в геодезии для формирования поправок при измерении координат.

Многoletние усилия международного научного сообщества были приложены для обеспечения минимальной неопределенности данных, представленных на картах [1]. Систематические погрешности измерительных каналов постоянно изучаются, совершенствуются методы их учета и компенсации. Что касается неопределенности модели, параметры которой определяются/измеряются, то развития в этой области не наблюдается последние несколько лет.

Основной проблемой при создании глобальных ионосферных карт является неравномерное распределение приемников – достаточно много на территории континентов и минимальное количество на островах в океанах (рисунок 1 слева). Для интерполяции по всему земному шару используется представление ПЭС в виде сферических полиномов пятнадцатого порядка и пятнадцатой степени [1]. Такое представление позволяет определить значение ПЭС (рисунок 1 справа), над океанами также, но с неопределенностью большей, чем над континентами. Расплатой за эту возможность является увеличение неопределенности моделирования ПЭС над континентами. На рисунке 1 справа показана трехмерная картина в координатах долгота–широта–ПЭС. Единица ПЭС - Total Electron Content Unit (TECU) соответствует содержанию 10^{16} электронов в цилиндрическом объеме, по всей толщине ионосферы, площадью 1 м^2 .

В работе [2] показано, что использование глобальных карт на территории Украины хуже компенсирует ионосферные погрешности геодезических измерений, чем методика с использованием данных региональной сети приемников ГНСС. Причинами этого факта могут быть неучтенные погрешности измерений и моделирования. В частности, нами было обращено внимание на то, что зависимость ПЭС, на глобальных картах, от широты на любой долготе имеет, помимо составляющей, определяемой солнечно-земными связями, еще и квазипериодическую компоненту, максимумы которой отмечены стрелками на рисунке. Анализ литературы показал, что отсутствуют научные гипотезы, с помощью которых можно было бы объяснить наличие подобной крупномасштабной волновой структуры в ионосфере. В тоже время, подобная картина может быть артефактом, появляющимся при полиномиальной аппроксимации.

Для проверки, в работе было проведено сравнение широтных профилей ПЭС в

регионе 70° ЗД, взятых с глобальных карт и независимо построенных по данным отдельных станций (крестики на рисунке 1 слева) с локальной аппроксимацией сплайном. На рисунке 2 показаны характерные профили для трех моментов, соответствующих 19, 21 и 23 часам локального времени.

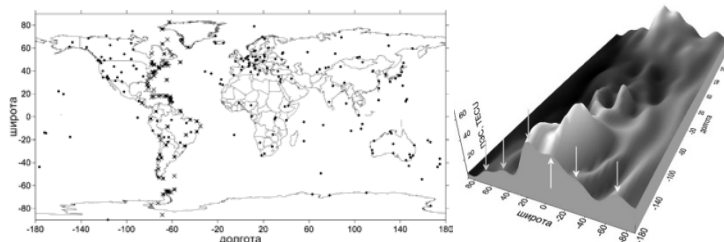


Рис. 1. Расположение ГНСС станций, данные которых используются для построения глобальных карт (точки) и станций, использованных в настоящей работе (крестики), слева. Пример глобального распределения ПЭС 5 января 2013 года, дата выбрана произвольно, в 0 часов UT (справа)

Именно в вечернее время и наблюдаются наибольшие уровни артефактов на любых долготах. Анализ показывает, что причиной является сочетание аддитивных и мультипликативных факторов при полиномиальной аппроксимации вариаций ПЭС.

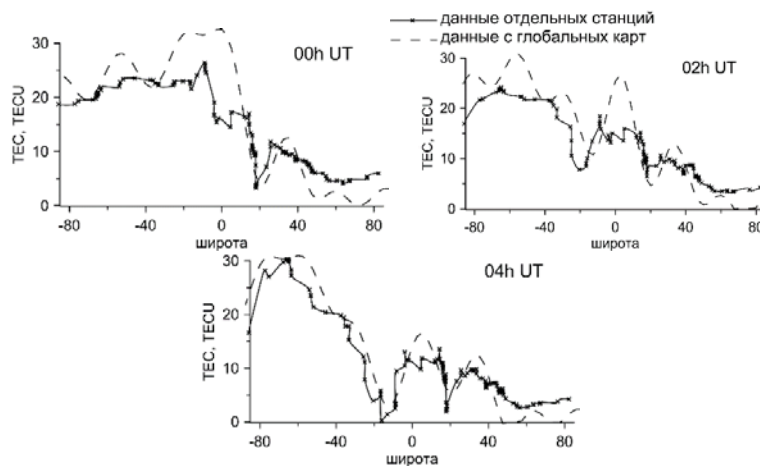


Рис. 2. Сравнение широтных профилей ПЭС в регионе 70° ЗД по глобальным картам и по отдельным станциям в три момента времени 05 января 2013 г.

Сравнения, выполненные в условиях различной геомагнитной активности, показали аналогичные результаты. Дальнейшие исследования проводятся с целью накопления статистического материала в европейском регионе и оценки уровня неопределенности определения полного электронного содержания методами ГНСС.

Литература

1. Hernández-Pajares M., Juan J. M., Sanz J., et al. The IGS VTEC maps: a reliable source of ionospheric information since 1998 // *J. Geodesy*. — 2009. — 83. — P. 263—275. — doi 10.1007/s00190-008-0266-1.

2. Жалило А. А., Бессонов Е. А., Занимонский Е. М. Сезонно-суточная изменчивость ионосферных задержек сигналов ГНСС и эффективность их компенсации с использованием сетевого дифференциального метода. *Космічна наука і технологія* 3(100) 2016 с 60-74.

ДОСВІД ПОЛЬОВОГО ЗБОРУ ГЕОПРОСТОРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ ГЛОБАЛЬНИХ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ

Прядка К.О.

Харківський національний університет імені В.Н. Каразіна
61022, Харків, майд. Свободи 4, каф. Фізичної географії та картографії,

E-mail: kpnyadka@gmail.com; тел. (099) 425 325 4

Consider the problem conducting a survey using satellite technology in the cities, and the ability to fix this problem by using modern high-precision GIS devices, analyzed the test project of road signs surveying.

Вступ.

Одним з найбільш дієвих способів відображення великого масиву геопросторової інформації є візуалізація її у вигляді картографічних творів. На даний момент існує декілька основних способів отримання такого роду творів. По-перше: цифрування вже наявних, аналогових, творів. По-друге: дешифрування даних ДЗЗ та побудова на їх основі тематичних картографічних творів та третій спосіб – побудова картографічних творів на основі збору первинної польової інформації, отриманої шляхом застосування програмно-апаратних комплексів з застосуванням, в тому числі, глобальних навігаційних систем (далі-GNSS). Беручи до уваги швидкість «старіння» існуючого картографічного матеріалу, вартість заходів пов'язаних з отриманням даних ДЗЗ та їх дешифруванням, найбільш оптимальним способом буде отримання інформації шляхом збору або актуалізації необхідних просторових даних.

Виклад матеріалу.

Застосування GNSS технологій у геодезичних вишукуваннях останніх років разом з передовими досягненнями в галузі засобів зв'язку забезпечує геодезистам та картографам виконання різних за специфікою робіт з високою продуктивністю. В даний час визначення просторових координат об'єктів на земній поверхні в режимі реального часу (RTK) стає найбільш затребуваною технологією, завдяки якій геодезисти можуть отримувати координати з точністю до декількох сантиметрів безпосередньо в польових умовах.

GNSS-знімання базується на отриманні інформації від супутникових сигналів. У випадку коли будь-що заважає прийому сигналу, результати GNSS-позиціонування можуть втратити точність. Розлогі дерева, будівництво, високі споруди природного або техногенного характеру, можуть блокувати супутникові сигнали від приймача, знімання не може проводитись на підземних об'єктах та будь де, у випадку обмеження небесної поверхні.

Поєднання всіх вищенаведених негативних факторів впливу на точність позиціонування можна спостерігати при виконанні картографічно-геодезичних робіт у великих містах. Так, на замовлення КП «Київдорсервіс» у серпні 2017 р. була проведена актуалізація інформації про наявні технічні засоби регулювання дорожнього руху, як світлофорні об'єкти, дорожні знаки, шлагбауми та інші об'єкти дорожнього сервісу у м. Київ по вулицям: Ентузіастів, Русанівська Набережна, бульварі Ігоря Шамко та Русанівському.

Для збору польової інформації використовувався програмно-апаратний комплекс ГІС приймач Leica Zeno 20.

Результатом знімання став збір інформації про 198 дорожніх знаків, 76 опор електричної мережі вуличного освітлення та 18 полігональних об'єктів пішохідних переходів дорожнього полотна (рис 1).

Конфігурації Leica Zeno 20

Конфігурації	GPS: L1, L2, L2C ГЛОНАСС: L1, L2 BeiDou: B1 Galileo: E1
Протоколи вихідних даних	NMEA-0183 (GGA, VTG, GLL, GSA, GSV, RMC, GST, GGQ, LLQ)
Протоколи реального часу	RTCM 2.x, RTCM 3.0, RTCM 3.1, Leica, CMR, CMR+
Частота оновлення даних	1 Гц (1 раз на секунду), опціонально: 5 Гц (0,2 рази в секунду),
Точність режиму реального часу в плані	1 см + 1 ppm <5см + 1 ppm с L1/L2 без зовнішньої антени <40см L1 без зовнішньої антени <0.9 м з SBAS L1 без зовнішньої антени
Точність в режимі реального часу по висоті	RTK (з антеною AS10, L1/L2): 2 см + 1 ppm, RTK (з внутрішньою антеною L1/L2): <10 см + 1 ppm
Точність в режимі постобробки даних	В плані: 3 мм + 0.5 ppm (СКВ), по висоті: 6 мм + 0.5 ppm (СКВ)

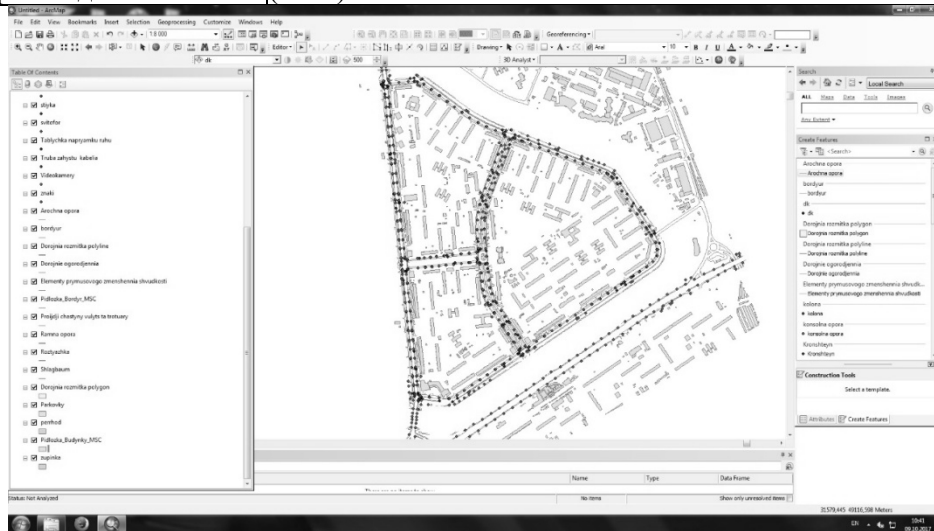


Рис 1. Узагальнений вигляд зібраних матеріалів

Під час проведення знімання виникли проблеми зокрема зі збором інформації поблизу висотної житлової забудови та в паркових зонах. Зважаючи на низьку точність отриманих даних через густу забудову, була використана додаткова функція Zeno 20 - можливість віддалених вимірів. Апаратний комплекс було доповнено дальноміром Disto S910 (рис.2) та застосована інша технологія знімання. До початку ведення знімання була обрана референц-точка (межа стаціонарної огорожі) для подальшого орієнтування приладу, яка знаходилась у полі зору при вимірах усіх доступних об'єктів.



Рис 2. Zeno 20 та Disto S910 (комплект GamTec)

Виміри проводилися почергово, у зоні видимості далекоміра, без зміни станції вимірювання. Орієнтуючись на референц точку та комбінуючи знімання за типом на полігональне та точкове було отримано готовий проект, що був експортований до середовища ArcGIS. Особливістю комбінювання двох приладів стало те, що проект одночасно зберігається як на GNSS приймачі та відтворюється у ГІС середовищі через SHP файли, так і на далекомірі, який зберігає проект у форматі DXF та може бути відтворений у середовищі AutoCAD для потреб інженерних розрахунків.

В результаті знімання при порівнянні камерально-підготовленої базової карти та польових матеріалів, виявилась невідповідність умовно-запроектованим параметрам відносно результатів на місцевості (рис. 3)



Рис. 3. Фрагмент ситуаційної польової зйомки

Висновки.

Таким чином, загальний процес знімання зайняв близько 12 робочих годин, в результаті чого був отриманий повноцінний ГІС проект та, паралельно, проект для інженерних вишукувань. Комплект приймача та далекоміра створив картографічний аналог тахеометра, простий у використанні та створений під виконання специфічних картографічних задач, оскільки мав можливість запису атрибутивних даних, таких як зображення, текстові помітки, проміжні виміри та дав змогу частково вирішити проблему GNSS зйомки у містах.

Джерела

1. Пересадько В. До проблем GNSS знімання у великих містах / В. Пересадько, К. Прядка // Сучасні досягнення геодезичної науки та виробництва. - 2016. - Вип. 1. - С. 36-40.

СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Рябчук А.Ф., Сундучков И.К., Чмиль В.В.

ЧАО «НПП «Сатурн»

03148, г. Киев, проспект Леся Курбаса, 2-Б

тел. (044) 407-93-72, факс (044) 407-62-08, E-mail: chmil@nbi.com.ua

The necessity of double transformation of frequency of the accepted radio-astronomy signal is reasonable during realization of the module of channel of intermediate-frequency of range 1 - 2 GHz. A chart over of the module and variant of realization are brought. The worked out designer documentation allows to reproduce the module.

Введение

Радиоастрономические сеансы-исследования на радиотелескопах являются довольно трудоемкой задачей, связанной не только с экономией «чистого» времени наблюдений, но и необходимостью преобразования для последующей диагностики входных СВЧ сигналов в диапазон промежуточных частот. В настоящее время для диагностики (обработки) радиоастрономических сигналов повсеместно используют диапазон частот 1 – 2 ГГц, для которого разработаны не только унифицированные методики диагностики сигналов, но и апробированные радиоэлектронные средства.

Следует отметить, что преобразовать довольно широкополосный входной радиоастрономический сигнал, например, диапазона 2 – 18 ГГц непосредственно в широкополосный диапазон промежуточных частот 1 – 2 ГГц обычными тривиальными методами достаточно сложно.

Поэтому цель настоящей работы – продемонстрировать возможность реализации сверхширокополосного преобразователя частоты из диапазона 2 – 18 ГГц в диапазон промежуточных частот 1 – 2 ГГц – представляется достаточно актуальной.

Сущность

Уже было отмечено, что создание широкополосного модуля промежуточных частот (ШМПК) диапазона 1 – 2 ГГц с использованием традиционного преобразования частот диапазона 2 – 18 ГГц практически невозможно. Поэтому для достижения поставленной цели было применено другое решение [1]- исходная полоса частот 2 – 18 ГГц сначала была преобразована в диапазон более высоких частот (23 – 24 ГГц), который уже затем был преобразован в необходимый диапазон промежуточных частот 1 – 2 ГГц.

На основании изложенного можно сформировать основные требования, необходимые для создания ШМПК. Наиболее удобно их представить в виде приведенной ниже табл. 1.

Параметр	Значение
Диапазон входных рабочих частот, ГГц	2 - 18
Диапазон выходных частот, ГГц	1 - 2
КСВН входа в диапазоне рабочих частот	≤ 2
Неравномерность входного сигнала, дБ	± 3
Полоса пропускания фильтра ПЧ-1, ГГц	23 — 24
Подавление внеполосных сигналов фильтром ПЧ-1 при отстройке на 200 МГц, дБ	> 30
Коэффициент шума, $^{\circ}K$	< 1000
Частота гетеродина первого смесителя, ГГц	25,5 — 41
Частота гетеродина второго смесителя, ГГц	22

При этом важнейшим фактором для реализации ШМПК было создание полосно-пропускающего фильтра на полосу частот 23 — 24 ГГц (ПЧ-1).

На основании тщательно проведенного анализа требований к ШМПК и из профильных информационных источников была сформирована структурная схема

ШМПК, приведенная на рис. 1.

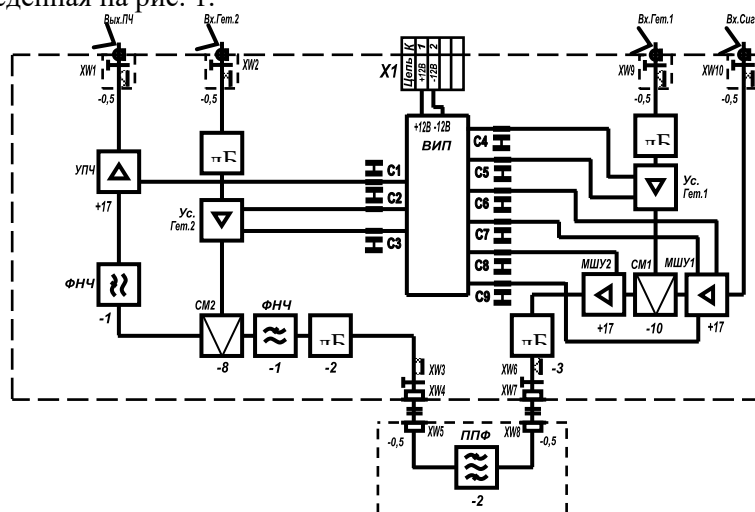


Рис. 1. Структурная схема ШМПК

Анализ существующей базы электронных компонентов, моделирование (компьютерное) отдельных узлов модуля, а также результаты испытаний макетного образца подтвердили обоснованность технической реализации ШМПК.

Основные проблемы возникали при создании полосно-пропускающего фильтра ПЧ-1 в волноводном исполнении (был необходим контроль рабочей полосы фильтра с точностью не менее 10 МГц) и улучшении его электрических параметров. Также внимания потребовали шумовые параметры маломощных усилителей, а также стабильность уровня мощности и спектральная чистота обоих гетеродинов в связи с отсутствием требования компьютерного контроля их параметров.

В результате модуль ШМПК имеет следующий вид (рис.2).

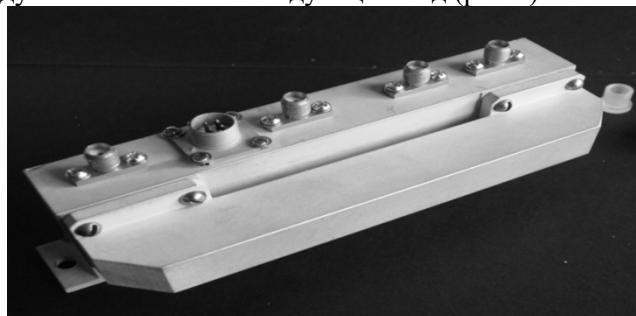


Рис. 2. Общий вид модуля ШМПК

Выводы

Партия ШМПК, изготовленная по разработанной конструкторской документации, подтвердила возможность его мелкосерийного воспроизводства. А предложенная для диапазона входных частот 2 – 18 ГГц структурная схема ШМПК может быть рекомендована для разработки аналогичного модуля для диапазона более высоких частот поскольку фильтр ПЧ-1 и преобразование в диапазон 1 — 2 ГГц успешно прошли апробацию.

Литература

1. Alan E.E, Rogers. Performance characteristics of updown converter// Massachusetts institute of technology.- 2010.-august, 30.

БОРТОВАЯ АППАРАТУРА ВЫСОКОТОЧНОЙ СИСТЕМЫ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ГРУППЫ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Васильева Е.М.¹, Жалило А.А.²

¹Харьковский национальный научный центр «Институт метрологии»
61002, Харьков, ул. Мироносицкая, 42, тел. 704-97-47,
E-mail: elena.vasileva@metrology.kharkov.ua

²Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. 702-16-79, 702-15-32,
E-mail: alexey.zhalilo@nure.ua, a_zhalilo@ukr.net

The given work is devoted to creation of the on-board equipment for spacecrafts and ground-based controlled aircrafts of a system of high-precision trajectory measurements with code division of response frequencies. A universal structural diagram of the apparatus is given, variants of its execution are considered. The possibility of equipment implementation with the specified technical characteristics on a modern element base is proved.

Введение

Выполняемая в настоящее время в ХНУРЭ разработка высокоточной многопозиционной фазовой системы траекторных измерений (МФСТИ) решает задачу создания и исследования отечественной системы и технологий точных определений параметров движения космических аппаратов (КА) и других высокодинамичных объектов [1]. Для решения задачи создания МФСТИ с максимально возможными точностными характеристиками авторы предложили новую концепцию построения и функционирования системы, основанную на измерении необходимой совокупности параметров с помощью распределенного в пространстве радиотехнического комплекса, состоящего из подвижного бортового сегмента контролируемых объектов (КО) и наземного сегмента, которые образуют единую систему. Бортовая аппаратура (БА) КО – бортовой приёмопередатчик/ретранслятор – решает задачу приема широкополосных ГНСС-подобных радиосигналов, передаваемых наземным передатчиком, их преобразования и излучения (с известным смещением частот для исключения интерференции) в дециметровом диапазоне волн в направлении сети наземных универсальных модифицированных приемников сигналов ЛА и сигналов ГНСС, образующие многопозиционный интерферометр [1].

В ходе разработки системы были определены требования к БА, отвечающие концепции построения и функционирования МФСТИ, на основе которых были выполнены необходимые расчеты и создана универсальная структурная схема бортовой аппаратуры МФСТИ. В данном докладе представлено краткое описание основных требований к БА МФСТИ и указанной структурной схемы БА.

Основные требования к реализации и функционированию БА МФСТИ

1. Отличительная особенность построения и функционирования разрабатываемой БА МФСТИ состоит в том, что она должна принимать один запросный сигнал от одного наземного передатчика, а излучать в направлении приемных пунктов три когерентных между собой ГНСС-подобных сигнала (должна соблюдаться и кодово-фазовая когерентность) на разнесенных частотах с одной и той же модулирующей псевдослучайной последовательностью (ПСП) – одним и тем же кодом, как в глобальной навигационной спутниковой системе ГЛОНАСС. Такая взятая за основу схема построения БА позволит выполнять траекторные определения параметров движения нескольких объектов одновременно. БА каждого из контролируемых объектов должна излучать «ответы» (три сигнала) на одних и тех же частотах для экономии частотного ресурса. БА МФСТИ должна осуществлять прием запросного сложного фазоманипулированного ГНСС-подобного сигнала (или сигнала с модуляцией QPSK)

наземного передатчика системы, излучаемых в диапазоне $\sim 2,3-2,4$ ГГц; ширина спектра излучаемого наземным передатчиком сигнала $\sim 1,5-2,4$ МГц.

2. БА каждого из одновременно контролируемых объектов должна осуществлять кодирование трех ответных фазоманипулированных ГНСС-подобных сигналов псевдослучайными ортогональными последовательностями (ПСП, кодами), уникальными для БА каждого из контролируемых объектов. Кодовое разделение сигналов дает возможность в наземных приемниках осуществить различение (идентификацию) и отдельную оценку параметров принимаемых сигналов в блоках цифровой обработки, сэкономить частотные ресурсы и применить при разработке приемников хорошо отработанные технологии приема и обработки ГНСС-сигналов.

3. Для ускорения обнаружения запросного сигнала бортовой аппаратурой и повышения надежности слежения по частоте принимаемого БА запросного сигнала одновременно с запросным фазоманипулированным сигналом предложено излучать когерентный синусоидальный пилот-сигнал, сдвинутый по частоте по отношению к несущей кодированного сигнала вне полосы спектра, занимаемой кодированным сигналом.

4. Параметры принимаемого сигнала – задержка и доплеровская частота – должны быть учтены при формировании ответных сигналов так, чтобы на наземных измерительных пунктах (ИП-ах) (при условии высокоточной синхронизации шкал времени наземных передатчика и приемников ИП-ов) на всех трёх частотах были измерены суммы дальностей (петлевые дальности) и суммы радиальных скоростей (петлевые радиальные скорости) на трассах «наземный передатчик – БА – наземные измерительные пункты».

5. Задержки сигналов в БА должны быть минимизированы. Точные задержки сигналов должны определяться в процессе специальной калибровки трактов БА. Наземные ИП-ы должны осуществлять измерения разностей фаз принимаемых колебаний и генерируемых местными (каждого ИП-а) эталонами частоты и времени колебаний.

6. БА должна быть универсальной и позволить реализовать как запросный, так и беззапросный режимы работы. Эта модификация аппаратуры функционально существенно проще, имеет меньшие массогабаритные характеристики и стоимость.

7. Для случая космических приложений на КА допустимо предположение о возможности установки двух антенн – принимающей запросный сигнал и передающей ответные сигналы.

Универсальная структурная схема бортовой аппаратуры МФСТИ, устанавливаемая на контролируемые объекты

В результате выполненных расчетов предложены следующие значения несущих частот радиосигналов МФСТИ:

- частоты ответных сигналов $Fr1 = 1650$ МГц, $Fr2 = 2000$ МГц, $Fr3 = 2070$ МГц;
- частота запросного фазоманипулированного сигнала $Ft = 2344$ МГц;
- частота запросного синусоидального пилот-сигнала $Fps = 2360$ МГц.

В качестве модулирующих сигналов в системе предложено использовать GPS-подобные сигналы с кодировкой C/A, тип ПСП – код Голда, вид модуляции – BPSK. Полосы рабочих частот сигналов составляют $\sim 2,4$ МГц.

На рис.1 представлена предлагаемая к реализации структурная схема бортовой аппаратуры МФСТИ. Рассматриваемая схема БА является универсальной для всех видов объектов. Для высокоорбитальных объектов, где уровень выходной мощности передатчика достаточно велик, предусмотрена работа приемника и передатчика БА на отдельные антенны.

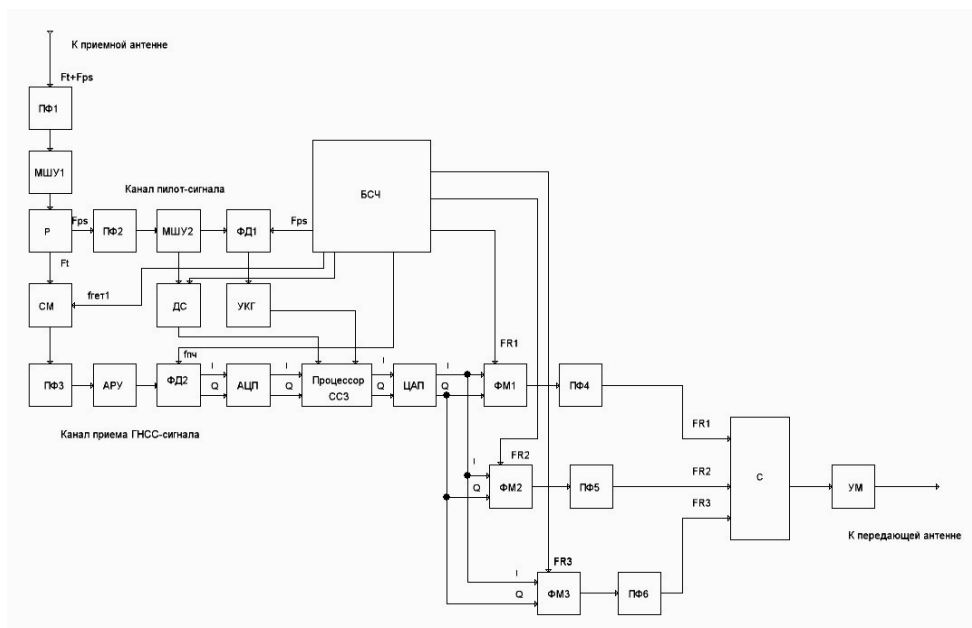


Рисунок 1. – Структурная схема бортовой аппаратуры МФСТИ

Бортовой прибор работает следующим образом. GPS-подобные сигналы на частоте запросного фазоманипулированного сигнала $F_t = 2344$ МГц и запросного синусоидального пилот-сигнала $F_{ps} = 2360$ МГц поступают на вход приемной антенны ретранслятора и далее через частотно-разделительное устройство (в случае работы системы на общую приемо-передающую антенну) на вход полосового фильтра. Далее принятый сигнал разделяется на два канала – канал формирования когерентных сигналов гетеродинов и канал приема и обработки приемного устройства ретранслятора. В канале формирования когерентных сигналов гетеродинов принятый пилот-сигнал фильтруется и усиливается малошумящим усилителем. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) обеспечивает когерентность принятому запросному сигналу всех сигналов гетеродинов бортового прибора. Принцип использования пилот-сигнала позволяет существенно сократить время вхождения в синхронизм гетеродинов блока синтеза частот (БСЧ) за счет отсутствия необходимости использования схемы восстановления несущей запросного сигнала. БСЧ предназначен для формирования когерентного входному сигналу приемника сигналов гетеродинов частот F_t , F_{r1} , F_{r2} , F_{r3} , F_{ps} . Комплексный датчик синхронизма (ДС) индицирует наличие синхронизма во всех петлях ФАПЧ системы. Датчик входного сигнала (ДВС) формирует управляющий сигнал для системы автоматической регулировки усиления (АРУ) приемного устройства.

Схема БА предусматривает формирование двух видов цифровых последовательностей передающих устройств. При отсутствии сигнала на входе приемного устройства или при условии невозможности обеспечения режима слежения за несущей частотой принимаемого сигнала процессор формирует последовательность определенного вида. В случае вхождения системы в синхронизм (об этом свидетельствуют показания комплексного датчика синхронизма) вид последовательности изменяется и наземные приемники МФСТИ могут осуществлять прием и обработку радиосигналов.

Предварительный анализ показал, что не во всех случаях целесообразно использовать запросный режим измерений, в ряде случаев (и при испытаниях ВДЛА и при траекторных измерениях низкоорбитальных КА) целесообразно использовать и беззапросный режим, когда БА излучает описанные выше GPS-подобные когерентные сигналы в направлении наземных ИП-ов (режим «свистка»). Рассматриваемая БА

является универсальной, позволяющей реализовать как запросный, так и беззапросный режимы работы. В последнем случае в схеме ретранслятора отсутствует ряд блоков и узлов. Энергетические характеристики оборудования существенно отличаются, что приводит к необходимости разработки нескольких вариантов структурных схем БА.

- БА для КА, которые выводятся только на низкие орбиты (до 1000 км высоты) с дальностями от ИП МФСТИ до ~2500-3000 км; в случае построения МФСТИ с измерительными базами до 700-1000 км на территории Украины борт может быть построен по схеме "свисток" без использования запроса; в этом случае МФСТИ будет реализовывать только пассивный разностно-дальномерный способ определения параметров движения.

Одним из основных требований к бортовой аппаратуре традиционно считается обеспечение минимально возможных массогабаритных характеристик и мощности потребления БА, а для БА приземных высокодинамичных летательных аппаратов необходимо обеспечить также достаточно низкую стоимость серийного образца БА.

Структурная схема бортового ретранслятора разработана таким образом, чтобы можно было в полной мере использовать существующую элементную базу ведущих мировых производителей, таких как Analog device, Hittite, RF LAMBDA и др.

Рассмотренная выше универсальная структурная схема БА подтвердила возможность технической реализации бортовой аппаратуры, необходимой для выполнения задач МФСТИ. Предлагаемая аппаратура позволяет обеспечить необходимый уровень выходной мощности передатчика, заданную чувствительность приемного устройства, необходимую полосу слежения системы ФАПЧ БА с учетом доплеровских сдвигов частот принимаемых сигналов.

Выводы

1. Предложенная универсальная структурная схема БА подтвердила возможность технической реализации бортовой аппаратуры, необходимой для решения задач МФСТИ. Предлагаемая аппаратура позволяет обеспечить необходимый уровень выходной мощности передатчика, заданную чувствительность приемного устройства, необходимую полосу слежения системы ФАПЧ БА с учетом доплеровских сдвигов частот принимаемых сигналов.

2. Предварительная оценка массогабаритных характеристик аппаратуры, ее мощности потребления и стоимости изготовления единичного образца небольшой серии подтверждает возможность реализации и использования БА с учетом заданных требований.

3. В процессе разработки аппаратуры должны быть минимизированы и оценены систематическая и случайная составляющие величины задержки сигнала в БА, а также разработана методика ее измерения и калибровки.

Литература

1. Жалило А.А., Дохов А.И., Катюшина Е.В., Яковченко А.И., Лукьянова О.А., Васильева Е.М. Высокоточная многофункциональная система определения траекторий летательных аппаратов авиационных, ракетных и космических комплексов. Збірник тез доповідей 17 науково-технічної конференції "Створення та модернізація озброєння і військової техніки в сучасних умовах", м. Чернігів, 07 – 08 вересня 2017 року, с. 151-153.

РЕАЛИЗАЦИЯ PPP-ТЕХНОЛОГИЙ СТАТИЧЕСКОГО И КИНЕМАТИЧЕСКОГО ГНСС-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Жалило А.А., Яковченко А.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, Харьков, пр. Науки, 14, тел. 702-16-79, 702-15-32,

E-mail: alexey.zhalilo@nure.ua

The results of development and testing of the domestic realization of PPP method (Precise Point Positioning) for high-precision positioning in the static and kinematic modes with centimeter/decimeter accuracy are presented. The features of the proposed variants of the PPP method of processing the GPS-observations with using of precise ephemerides and clock estimates of GPS satellites, as well as other information from the international and national services are described.

Введение

В докладе рассматривается реализация недифференциального (автономного) метода PPP (Precise Point Positioning) оценки координатных параметров статических и кинематических объектов путем специальной обработки, главным образом, фазовых наблюдений глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС), в частности, системы GPS. Метод PPP использует вспомогательную информацию (высокоточные орбиты и точные значения бортовых часов ГНСС-спутников, другие необходимые параметры) от международных IGS (International GNSS Service) и национальных центров обработки наблюдений глобальной и региональных сетей перманентных референцных станций.

В Украине разработки технологий точного позиционирования с использованием метода PPP начали выполняться относительно недавно. В частности, такие работы были предусмотрены в рамках Целевой комплексной программы Национальной академии наук Украины по научным космическим исследованиям, в том числе и в интересах программы проведения международного научного космического эксперимента «Ионосат-Микро». Поэтому актуальным является создание отечественных аппаратно-программных средств высокоточного координатно-временного обеспечения объектов различного назначения и, в частности, реализации технологии PPP-позиционирования космических аппаратов (КА) по сигналам ГНСС.

Особенности реализации метода PPP

При реализации PPP-метода принципиальное значение приобретает учёт (компенсация) специфических источников погрешностей, таких как эффект дополнительного фазового набега, вызванного вращением антенн спутников («wind-up»-эффект), релятивистских, геодинамических эффектов, неравномерностей фазовых характеристик антенн спутников и т. д. [1–3]. Применение PPP-метода предполагает использование фазовых измерений с миллиметровым/сантиметровым уровнем точности в качестве основных, при этом кодовые, однозначные, но относительно грубые, наблюдения носят при обработке наблюдений вспомогательный характер. Фазовые ГНСС-наблюдения, наряду с высокой точностью, имеют две существенные отличительные особенности – они являются неоднозначными и, как правило, по ряду причин содержат циклические фазовые скачки. Решение именно этих двух задач является основой достижения высокой точности ГНСС-позиционирования.

Существует два основных подхода при реализации PPP-метода. Первый (и основной) метод предполагает оценивание неизвестных дискретных/целочисленных фазовых неоднозначностей как непрерывных переменных (т. н. float-решение) [1, 2, 4, 5] и давно активно применяется исследователями и разработчиками. Однако в последние годы наблюдается значительный интерес к реализации другого метода, который предполагает поиск дискретного/целочисленного разрешения фазовой неоднозначности (т.н. fixed-решения) [2, 3] и обладает существенно улучшенными

характеристиками (по точности и скорости сходимости решений). Применительно к рассматриваемой задаче высокоточного определения параметров траекторий КА методом PPP можно выделить работу [3], где предложены и детально рассмотрены варианты реализации дискретного разрешения фазовой неоднозначности бортовых GPS наблюдений КА и описаны свойства и экспериментальные результаты.

В целом же, несмотря на достигнутый в мире прогресс, метод PPP обладает рядом недостатков по сравнению с дифференциальным методом. Одним из них является относительно длительный интервал сходимости/инициализации решения, что ограничивает использование метода при позиционировании в реальном времени. Поэтому перспективным является решение проблемы разработки новых и усовершенствования существующих вариантов реализации высокоточного PPP-позиционирования КА, поиска путей уменьшения влияния факторов, ограничивающих точностные и эксплуатационные характеристики PPP-решений.

Цель и задачи исследований

Цель исследований заключалась в создании алгоритмических и программных средств определения координатных параметров объектов в статическом и кинематическом режимах измерений методом PPP с сантиметровой/дециметровой точностью.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи:

- моделирования составляющих погрешностей GPS-наблюдений, оценки их влияния на качество функционирования алгоритмов обработки и точность определения координат объектов;
- создания новых алгоритмов обработки ГНСС-наблюдений, включая устранение фазовых циклических скачков и разрешения фазовой неоднозначности (РФН) [4, 5] для получения надежных и точных «float» и «fixed» решений;
- верификации предложенной реализации метода PPP с использованием натуральных GPS-наблюдений и оценки показателей качества решений (точности, сходимости, надёжности разрешения неоднозначности фазовых измерений).

Метод и алгоритмы обработки ГНСС-наблюдений и PPP-позиционирования

Обработка спутниковых наблюдений методом PPP (оригинальная авторская реализация метода) выполнялась с использованием модифицированных предыдущих собственных разработок – методов, алгоритмов и программно-математического инструментария. При построении решения задачи РФН использовалась авторская универсальная статистически корректная методика совместного оценивания информационных и неинформационных «мешающих» параметров. Данный подход имеет ряд положительных отличительных особенностей по отношению к зарубежным аналогам. В частности, в рассматриваемой задаче предложено использовать:

- в качестве предварительного априорного решения кодовое одночастотное P1-решение с компенсацией ионосферных задержек, которые предварительно оцениваются по кодовым и фазовым т.н. «безгеометрическим» наблюдениям;
- оригинальную модель уравнений фазовых «iono-free» (IF) наблюдений, которая предполагает их репараметризацию и позволяет повысить обусловленность системы уравнений, надёжность решения и принципиальную возможность работать без использования кодовых наблюдений;
- новую реализацию дискретного алгоритма РФН, которая предполагает поэтапную репараметризацию и преобразования системы уравнений наблюдений по авторской методике, что позволяет снизить размерность задачи и оптимальным образом использовать информацию всей выборки наблюдений.

Предложенное решение задачи состоит из трех этапов. На *первом этапе* выполняются кодовое P1-решение (с учетом двухчастотных ионосферных коррекций) для текущего положения фазового центра приемной антенны объекта. *Второй этап*

заключается в выполнении дискретного/целочисленного РФН фазовой комбинации разностной частоты «Wide-Lane» (WL) с использованием известной линейной комбинации кодовых и фазовых наблюдений Melbourne-Wübbena. После этого становится возможным выполнить дискретное/целочисленное РФН для IF-наблюдений, в чем и заключается *третий этап* обработки. Для реализации РФН авторами предложено использовать дискретный перебор (поиск наилучшей комбинации) фазовых неоднозначностей относительно начального приближения, оцененного с помощью «плавающего» (float) решения, с дискретностью перебора, равной не циклу, а полуциклу комбинированной частоты (фазовая «Narrow-Lane»-комбинация) в отличие от зарубежных процедур. Это позволяет парировать влияние остаточных эфемеридно-временных погрешностей коррекций, которые могут достигать, согласно проведенному анализу, ~5–10 см. После полного выполнения РФН и введения коррекций в фазовые наблюдения становится возможным определение финальных, наиболее точных, текущих координат фазового центра антенны ГНСС-приемника, установленного на объекте.

Для целей координатно-временных определений КА использована собственная разработка – прототип программно-математического обеспечения «ОCTAVA» (см. сайт <http://www.kharkovgnssgroup.net/ru/projects/sdk-octava.html>). Комплекс «ОCTAVA» позволяет выполнять традиционное и сетевое позиционирование сантиметрового уровня точности в одночастотном и двухчастотном режимах. Для реализации метода PPP была выполнена соответствующая модернизация ряда программных модулей и формирование новых модулей. Предложенная обобщенная схема реализации методов и алгоритмов обработки ГНСС-наблюдений и PPP-позиционирования представлена в работе [4].

Основные результаты оценки точности PPP-позиционирования

В случае реализации статического режима измерений погрешности суточных PPP-решений, полученных с использованием разработанных в ХНУРЭ реализаций алгоритмов точного позиционирования, как показали эксперименты, не превышают ~1,5 см, что подтверждают примеры сравнения с результатами трех известных сервисов в Канаде и Испании (см.рис.1).

Станция (город), дата суточного сеанса измерений	Невязки PPP-решений относительно эталона, м				
	Эталонные координаты, м	Сервис GMV (Испания)	Сервис CSRS-PPP (Канада)	Сервис GAPS (Канада)	ХНУРЭ
GLSV (Киев), 10.01.2013 г.	3512888.796584	-0.0017	-0.0086	0.0030	0.0005
	2068979.995670	0.0032	0.0149	0.0052	0.0018
	4888903.258810	0.0057	0.0149	0.0191	0.0115
GLSV (Киев), 19.06.2013 г.	3512888.790912	-0.0093	-0.0029	-0.0043	-0.0055
	2068980.003818	0.0046	0.0068	0.0058	0.0036
	4888903.271024	-0.0005	0.0027	0.0128	0.0064
KTVL (Кацивели) 10.01.2013 г.	3785991.626	-0.0015	0.0033	0.0011	0.0030
	2550749.177	-0.0117	-0.0084	-0.0086	-0.0131
	4439438.286	-0.0127	-0.0087	0.0006	-0.0054
KTVL (Кацивели) 19.06.2013 г.	3785991.626	-0.0112	-0.0053	-0.0071	-0.0036
	2550749.177	-0.0144	-0.0064	-0.0073	-0.0130
	4439438.286	-0.0065	-0.0018	0.0071	0.0049

Рисунок 1 – Сравнение PPP-решений трех известных сервисов и результатов ХНУРЭ с эталонными координатами референцных станций в г. Киев и в пгт. Кацивели

Ниже представлены оценки сходимости статических float PPP-решений ХНУРЭ – интервалы времени достижения заданных пороговых значений погрешностей координат (как плановых, так и высотной составляющих) с вероятностью $P \approx 95\%$. Для порога $\Pi = 1,0$ м среднее время сходимости составляет $t_{cp} \approx 1,5$ мин, а максимальное значение (с вероятностью $P \approx 95\%$) составляет $t_{max} \approx 3$ мин.

Для остальных пороговых значений интервалы сходимости следующие:

П=0,3 м	$t_{cp} \approx 5,5$ мин, $t_{max} \approx 17$ мин
П=0,1 м	$t_{cp} \approx 17$ мин, $t_{max} \approx 60$ мин
П=0,05 м	$t_{cp} \approx 31,5$ мин, $t_{max} \approx 92$ мин
П=0,025 м	$t_{cp} \approx 71$ мин, $t_{max} \approx 167$ мин

В случае реализации кинематического режима измерений (для случая измерений на борту КА COSMIC) погрешности PPP-решений лежат в пределах $\sim 0,10$ – $0,20$ м (95%) на интервалах наблюдений $\sim 1,5$ – 2 часа [4, 5].

Направления дальнейших исследований

Дальнейшие исследования планируется выполнять в направлениях адаптации разработанных методов и алгоритмов PPP для работы в условиях мультисистемности (GPS, ГЛОНАСС, BeiDou, Galileo) в целях повышения надежности и точности координатных определений, а также адаптации указанных разработок для работы в реальном времени.

Выводы

1. Разработана новая реализация PPP-метода координатных определений в статическом и кинематическом режимах измерений, созданы оригинальные алгоритмические и программные средства обработки и анализа кодовых и фазовых ГНСС-наблюдений. Полученные методические и алгоритмические решения имеют ряд положительных отличительных особенностей по отношению к аналогам.

2. Показано достижение сантиметровой/миллиметровой точности позиционирования для статических PPP-решений и дециметровой точности при кинематических определениях. Определены интервалы сходимости решений.

3. Выполненная разработка при ее промышленной реализации может быть использована для высокоточной координатно-временной поддержки современных спутниковых технологий в таких областях, как геодезия, геофизика, климатология, орбитография, метеорология. Результаты исследований могут быть использованы и при решении задач маневрирования, сближения и стыковки КА.

Литература

1. Bisnath S., Collins P. Recent developments in Precise Point Positioning. *Geomatica*, Vol. 66, No.2, 2012, - pp.375-385.

2. Rizos, C. PPP versus DGNSS [Text]/ Rizos, C., Janssen, V., Roberts, C., Grinter, T. // *Geomatics World*. – September, October 2012. – pp. 18-20.

3. Laurichesse, D, F. Mercier, J-P. Berthias, P. Broca and L. Cerri. Integer Ambiguity Resolution on Undifferenced GPS Phase Measurements and Its Application to PPP and Satellite Precise Orbit Determination. *Navigation*, 2009, Vol.56, No.2, pp.135-149.

4. Zhalilo A., Yakovchenko A. Development of PPP-method realization for low earth orbit satellite trajectory determination using on-board GPS-observations. *Easten-European Journal of Enterprise Technology* 2016. – №5/9 (83). – P.33-40. DOI: <http://dx.doi.org/10.15587/1729-4061.2016.81026> .

5. Жалило А.А., Яковченко А.И. Реализация PPP-метода определения параметров движения низкоорбитальных спутников по результатам бортовых GPS-наблюдений – *Украинский метрологический журнал*, 2017. – №1. – С.15-19.

DOI: <http://dx.doi.org/10.24027/2306-7039.1.2017.101882>

Секция № 3
**СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА**

АЕРОСТАТНИЙ ПАСИВНИЙ РАДІОТЕХНІЧНИЙ КОМПЛЕКС

Антонюк В.П.

тел. (098) 0725144, E-mail: AVP-Lviv@i.ua;

Воронков С.О., Єлманов С.О.

ПП «Спеціальне конструкторське бюро телевізійних систем»

79026, Львів, вул., Володимира Великого, 4, 213

тел..(032)244-91-96, факс (032)244-91-79, E-mail: sdotvs@gmail.com

Грановська О. С., Романишин Ю.М.

Національний університет «Львівська політехніка», кафедра ЕЗІКТ

79001, Львів, вул., Професорська, 2, 11-й н.к., кім.113

тел..(032)258-25-06, факс (032)244-91-79, E-mail: yuriy.romanyshyn1@gmail.com

Семенюк А.Й., Смук Р. Т.

ПП «НВП ПП«Спаринг-Віст Центр»

79026, Львів, вул., Володимира Великого, 33

тел..(032)242-15-15, факс (032)242-20-15 E-mail: anatolij.semenyuk@ecotest.ua;

The structure of the construction of a perspective aerostat passive radio engineering complex that has the advantage over ground passive radio engineering systems in electromagnetic access to ground and marine objects is proposed. In the aerostat complex there is no cable connection to the ground mobile station of transportation of the balloon and the point of secondary processing of information. For insurance, the balloon is tied to a ground mobile installation for its transportation and deployment using a flexible cable. The balloon has an autonomous system for stabilizing its spatial position, an autonomous system of power supply with a set of solar panels for recharging batteries, radio relay lines in millimeter wavelength range.

Вступ. В задачах виявлення та оцінки місцеположення повітряних, наземних та морських об'єктів особливе місце відводиться пасивним радіотехнічним системам (ПРТС) наземного та морського базування. Це, насамперед, зумовлено їх скритністю роботи, великою дальністю виявлення повітряних об'єктів на великих та середніх висотах в широкому секторі простору, спроможністю вимірювати спектрально-часові характеристики сигналів. На основі отриманих спектрально-часових та координатних даних ПРТС дозволяють здійснювати ймовірнісну експертну оцінку типу об'єктів, їх траєкторію польоту, а також на основі бази даних, бази знань та інтелектуальних алгоритмів обробки інформації – наміри та задачі польоту (цивільне повітряне судно летить по графіку в межах повітряного коридору, група літаків-винищувачів відпрацьовує на полігоні задачі, або має наміри перетнути державний кордон країни і т.п.). Недоліком сучасних наземних та морських ПРТС при роботі по наземних та морських об'єктах є їх обмеження в електромагнітній доступності до об'єктів, яке зумовлене дальністю прямої радіовидимості, згідно виразу [1]:

$$R = 4,1(\sqrt{H} + \sqrt{h}) \quad (1)$$

де,

R – дальність прямої радіовидимості, км;

H – висота об'єкту (антени джерела випромінювання відносно земної поверхні), м;

h – висота антени пасивної радіотехнічної системи, м.

При достатньому енергетичному потенціалі ПРТС відносно енергії сигналу, що випромінюється бортовими системами об'єкту, висоті антен об'єкту в межах (5 – 30) м, висоті підняття антен ПРТС до 30 м електромагнітна доступність ПРТС буде знаходитись в межах (31,625 – 44,913) км, що в десятки разів менше за електромагнітну доступність до висотних повітряних об'єктів.

Авіаційні та космічні ПРТС, маючи велику електромагнітну доступність до наземних і морських об'єктів з бортовими радіотехнічними системами, які випромінюють

сигнали, але вони суттєво дорожчі за наземні ПРТС і обмежені часовим інтервалом неперервної роботи.

В останні роки, з появою новітніх технологій створення надлегких і міцних матеріалів, намітилась тенденція розташування оптико-електронних, телекомунікаційних систем, радіолокаційних систем, в тому числі і ПРТС, на підвісних аеростатах, на які покладається виконання різного плану задач, в тому числі моніторинг повітряного простору, земної та водної поверхні [2].

Матеріал даної публікації присвячений актуальній темі – розвитку одного із перспективних напрямків ПРТС на підвісних аеростатах, стабілізованих в просторі від впливу повітряних мас.

Основна частина. 1. Підходи щодо вибору методів оцінки місцеположення

Основними об'єктами зацікавленості аеростатних пасивних радіотехнічних комплексів (АПРТК) можуть бути:

- військова та цивільна авіація у всьому діапазоні висот польоту по сигналах навігаційних систем, систем державного розпізнавання, оглядово-прицільних систем;
- ракети по сигналах радіо корегування та радіолокаційних систем самонаведення;
- наземні і корабельні оглядові РЛС ППО і ЗРК;
- наземні і корабельні запитувачі систем державного розпізнавання;
- наземні і корабельні відповідачі навігаційних систем;
- наземні і корабельні системи радіозв'язку і передачі інформації.

Електромагнітна доступність до вказаних об'єктів визначається параметрами їх передавальних пристроїв і антен, енергетичним потенціалом приймального пункту АПРТК, структурою сигналу та умовами його поширення.

При оцінці електромагнітної доступності слід враховувати, що енергетичний потенціал приймального пункту АПРТК, при роботі по наземних та морських об'єктах дещо нижчий, ніж при роботі по повітряних об'єктах. Це пояснюється збільшенням шумової температури антенної системи приймального пункту АПРТК за рахунок шумової температури земної поверхні (шумова температура неба менша за шумову температуру земної поверхні).

Основними режимами бортових навігаційних систем і систем державного розпізнавання є короточасні запити (відповіді) імпульсним кодово-часовим сигналом, який практично випромінюється у всіх напрямках. Потужність випромінювання достатня для реалізації миттєвого огляду великого об'єму простору (по азимуту від 120° до кругового огляду 360°, по куту місця від мінус 20° до + 45°, по дальності – більше 600 км). В цьому випадку доцільно використовувати метод TDOA (різницево-далекомірний метод). Реалізація методу TDOA потребує мультистатичної структури АПРТК - не менше трьох, рознесених в просторі на базову відстань аеростатних приймальних пунктів. Вибір базової відстані залежить від заданих похибок вимірювання. Алгоритми роботи комплексу і оцінка робочих зон, в залежності від геометрії розташування приймальних пунктів, представлені в [3].

Основними режимами авіаційних оглядово-прицільних систем, наземних та морських РЛС є круговий або секторний пошук цілей вузькими діаграмами направленості антен на великих, середніх та малих дальностях. Дані РЛС працюють з простими або складними імпульсними сигналами. Наявність вузьких діаграм направленості даних об'єктів дещо обмежує використання методу TDOA. Це пов'язано з тим, що для реалізації цього методу потрібно щоб діаграма направленості головного пелюстка або бокових пелюстків антени джерела випромінювання сигналу одночасно накривали всі пункти прийому АПРТК. Для некогерентних АПРТК, побудованих по методу TDOA, для досягнення сприйнятливих похибок вимірювання координат об'єкту база між приймальними пунктами повинна бути в декілька десятків кілометрів [3]. При ширині діаграми направленості антени об'єкту випромінювання сигналу в один – три градуси даний метод не можливо реалізувати, так як зона одночасного накривання приймальних пунктів АПРТК діаграмою направленості джерела електромагнітного

випромінювання в азимутальній площині на відстані до джерела випромінювання 500 км не перевищуватиме (8 – 17) км, в той час як для реалізації некогерентного АПРТК по методу TDOA мінімальне базове рознесення двох бокових приймальних пунктів між собою для забезпечення сприйнятливих похибок оцінки місцеположення, повинно бути не менше 20 км. А можливості технічної реалізації когерентних АПРТК по методу TDOA з малими базами на даний час в достатній мірі не досліджені. При ширині діаграми направленості джерел випромінювання від трьох до десяти градусів умови застосування методу TDOA в АПРТК можуть бути досить сприятливими.

Більш сприйнятливими для моніторингу наземних об'єктів (тих, що випромінюють сигнали в секторі вузьких діаграм направленості антен до 3°) АПРТК є методи АОА (кутомірні методи). Дані методи з одного приймального пункту дозволяють визначити тільки напрямок до джерела електромагнітного випромінювання. Для оцінки місцеположення наземних, морських та низько летючих об'єктів потрібна реалізація мультистатичного АПРТК з декількома рознесеними пунктами, які працюють по методу АОА.

2. Синтез структури побудови перспективного АПРТК

Очевидно, що в існуючому широкому спектрі джерел електромагнітного випромінювання, застосування лише одного із вказаних методів не дозволяє в повній мірі рішити всі задачі моніторингу, пов'язані з охороною державних кордонів, попередженням концентрації військових угруповань поблизу кордонів, інформативного забезпечення операцій по пошуку об'єктів, які потрапили в катастрофу і т.п.. При синтезі структури АПРТК повинен бути застосований комплексний підхід щодо вибору методів оцінки місцеположення об'єктів з врахуванням не тільки контролю електромагнітної обстановки, а і візуального контролю за допомогою оптико-електронних засобів.

Один із варіантів структури побудови перспективного АПРТК представлений в [4]. АПРТК відрізняється відсутністю кабельних зв'язків з наземними установками транспортування і розгортання аеростатів та пунктом прийому і обробки інформації. Це підвищує оперативність розгортання та згортання аеростатів на позиції. Між аеростатом і наземною установкою існує тільки страховий зв'язок за допомогою гнучкого троса. Електроживлення апаратури приймальних станцій АПРТК забезпечується автономною бортовою системою електроживлення, яка містить комплект акумуляторів і сонячних батарей підзарядки акумуляторів. Інформаційний зв'язок апаратури, яка розташована на аеростаті з наземним пунктом вторинної обробки інформації здійснюється за допомогою вузько направлених завадо захищених цифрових радіорелейних станцій мм діапазону хвиль. Згідно [4] АПРТК дозволяє підвищити електромагнітну доступність до об'єктів зацікавленості, в порівнянні з аналогічною по параметрах наземною ПРТС, більше ніж в 4 – 8 разів. В даному АПРТК передбачено тільки один метод оцінки місцеположення об'єктів – метод TDOA.

З врахуванням обмежень по застосуванню методу TDOA та враховуючи деякі потреби у візуальному спостереженні та ідентифікації об'єктів, в склад бортової апаратури АПРТК, згідно [4], слід додати приймальну кутомірну станцію з великим коефіцієнтом підсилення антени та оптико-електронні засоби спостереження. На думку авторів, в структуру перспективного АПРТК (рис.1), повинні входити щонайменше три позиції 1,2,3, кожна із яких повинна містити наземну мобільну установку транспортування та розгортання аеростату 4, підвісний аеростат 5, на якому розташовані стабілізована платформа 6 з приймальною станцією з секторним або круговим миттєвим оглядом простору 7 і з приймальною кутомірною станцією з великим коефіцієнтом підсилення антени і з послідовним пошуком в заданому об'ємі простору 8, пристрої та система автоматизованої координації і стабілізації аеростату в просторі 9, система автономного електроживлення з елементами сонячних батарей та акумуляторами 10, радіорелейні станції прийому команд керування та передачі інформації 11, оптико-електронна система спостереження 12, а також наземний пункт прийому, вторинної

обробки та відображення інформації 13.

Запропонований АПРТК здатний забезпечити постійний і неперервний контроль як повітряного простору, так і наземних територій і морських акваторій в прикордонних зонах з проникненням в суміжні території на глибину до 600 км в повітряному просторі і до (200-300) км по суші і морській поверхні. Наявність оптико-електронних засобів дасть можливість візуалізації предметів спостереження в ближній зоні підконтрольної території земної (морської) поверхні і повітряного простору.

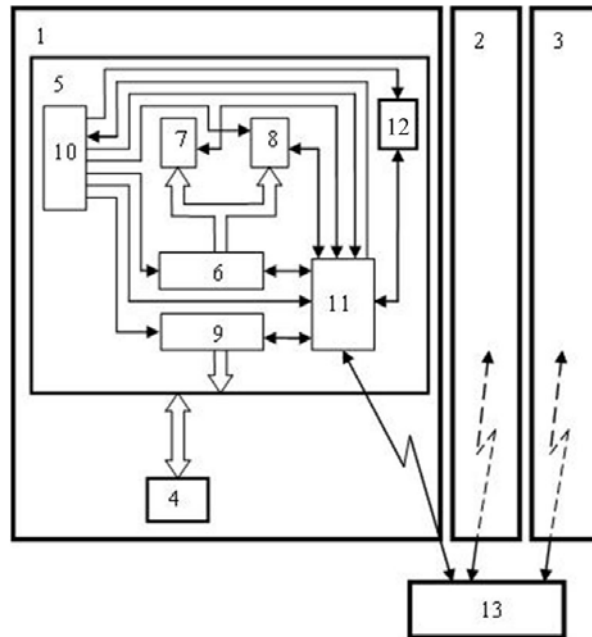


Рис.1. Один із варіантів побудови аеростатного АПРТК

Висновки

1. Запропонований АПРТК має суттєву перевагу перед наземними ПРТС в електромагнітній доступності до наземних і морських об'єктів, які випромінюють радіонавігаційні, радіолокаційні і телекомунікаційні сигнали,.

2. Комплексування АПРТК пасивними радіотехнічними і оптико-електронними засобами дозволяє скритно здійснювати виявлення, оцінку місцеположення повітряних, наземних та морських об'єктів цивільної та військової приналежності, впізнавати їх типи, характер та задачі, які вони виконують в рамках, як стратегічного, так і оперативного контролю окремих важливих регіонів, а також по периметру кордону всієї держави.

Література

1. Радиотехнические системы. Учебник для студ. высших учебных заведений / [Ю.М. Казаринов, Ю.А. Коломенский, Ю.К. Пестов и др.]; Под. ред. Ю. М. Казаринова. – М.: Издательский центр “Академия”, 2008. – 592 с.

2. Аеростатні системи. <https://defence-ua.com/index.php/statti/1350-aerostatni-systemy>.

3. Антонюк В.П. та інші. Спосіб вимірювання координат об'єктів, що випромінюють радіочастотні сигнали та пристрій, що його реалізує. Патент на винахід 73253 UA, G 01S 5/22, G 01S 13/06, G 01S 13/42, Україна № 20040806871, бюлетень № 6, 2005.

4. Антонюк В.П., Гринькович О.С., Семенюк А.Й., Колодчак І.Л. Аеростатний радіотехнічний комплекс. Патент на винахід 104794 С2, Україна, № а2012 10164; бюлетень №5, 11.03.2014.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕИЗВЕСТНЫХ СИГНАЛОВ В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ

Безрук В.М., Иваненко С.А., Калужный Н.М.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники
(61166, Харьков, пр. Науки, 14, каф. информационно-сетевой инженерии, т. 057-7021429)
e-mail: stanislav.ivanenko@nure.ua, valeriy_bezruk@ukr.net

This work is devoted to detection of unoccupied frequency channels in the cognitive radio networks. Cognitive radio (CR) can use these unoccupied bands and bands free from use at determined time intervals. So CR can improve efficiency of using radio spectrum. Thus the task of searching unoccupied frequency becomes actual. An overview of the basic methods of detection of the primary users of the radio resource is given. The option of overcoming a priori uncertainty arising in the process of monitoring the radio spectrum is proposed. Also practical implementation of these algorithms is made.

1. Введение

Рассматриваются алгоритмы обнаружения неизвестных сигналов при мониторинге спектра в когнитивных радиосетях. Свойство когнитивности (способность к познанию и самообучению) по отношению к системе радиомониторинга означает ее способность решать следующие задачи [1]:

- мониторинг спектра с целью обнаружения неиспользуемых в данный момент времени частотных полос («спектральных дыр»);
- анализ параметров радиоканала с целью прогнозирования состояния радиоканала;
- контроль уровня излучаемой мощности и управление процессом динамического распределения частот.

Мониторинг спектра – процесс изучения частотного диапазона, когда проводится наблюдение за спектром частот, определяется статистика использования первичных и вторичных пользователей радиочастотного ресурса и определяются возможные «спектральные дыры». Мониторинг спектра может быть выполнен одним когнитивным радиоустройством, множеством когнитивных терминалов или путём независимого сканирования совместным образом, что позволяет улучшить общую точность. Данная процедура выполняется в обязательном порядке при инициализации нового радиоборудования в сети. Кроме того, сканирование частотного диапазона происходит периодически при работе системы.

Управление сканированием заданного частотного диапазона осуществляется базовой станцией, которая не только посылает управляющие команды пользовательскому оборудованию, но и сама производит анализ спектра и поиск новых абонентов. При этом существуют различные алгоритмы сканирования, которые определяют пороговый уровень сигнала в канале, время сканирования, диапазон, вероятность обнаружения и ложной тревоги. Существуют определенные пороговые значения сигналов, при которых они будут интерпретироваться как сигналы лицензионных пользователей.

При этом следует отметить, что сигналы и помехи при мониторинге спектра носят, как правило, случайный характер в силу разных причин. Поэтому возникает необходимость решения задач обнаружения случайных сигналов и распознавание заданных случайных сигналов при наличии неизвестных сигналов. При решении этих задач имеет место априорная неопределённость, относительно вероятностных характеристик сигналов, которая обычно преодолевается с использованием соответствующих обучающих выборок сигналов. Особенностью задач обработки сигналов при радиомониторинге является то, что в ряде случаев отсутствует возможность получения обучающих выборок в силу разнообразия сигналов, поступающих на обработку. В этих условиях традиционные методы обнаружения сигналов в условиях априорной неопределенности не могут быть использованы [2]. Поэтому возникает необходимость решения нетрадиционных задач обнаружения неизвестных сигналов на

фоне известных помех, которые действуют в анализируемых частотных каналах.

2. Некоторые результаты исследований алгоритмов обнаружения

Проведены исследования нетрадиционных алгоритмов обнаружения неизвестных сигналов, в которых используется априорная информация лишь о помехе, действующей в анализируемых частотных каналах. При этом обнаружение неизвестных сигналов определяется в общем виде следующим решающим правилом [3]:

$$H^1: W(\bar{X} / \bar{\alpha}^0) < \lambda \quad (1a)$$

- принимается гипотеза о наличии сигнала;

$$H^0: W(\bar{X} / \bar{\alpha}^0) > \lambda \quad (1b)$$

- отвергается гипотеза о наличии сигнала.

Здесь λ - некоторое пороговое значение, определяемое из условия обеспечения заданного значения вероятности ложной тревоги, $\bar{\alpha}^0$ - параметр многомерной плотности распределения помехи.

С учетом аналитического выражения для гауссовского распределения вектора наблюдений \bar{X} принятие решений с помощью решающего правила (1) сводится к сравнению малахановисового расстояния с порогом [3]:

$$H^1: (\bar{X} - \bar{\mu}^0)^T (R^0)^{-1} (\bar{X} - \bar{\mu}^0) > \Delta, \quad (2a)$$

$$H^0: (\bar{X} - \bar{\mu}^0)^T (R^0)^{-1} (\bar{X} - \bar{\mu}^0) \leq \Delta. \quad (2b)$$

Здесь $\bar{\mu}^0, R^0$ - оценки среднего вектора и корреляционной матрицы, полученные по обучающей выборке реализаций помехи; Δ - некоторое пороговое значение.

При выборе описания наблюдений сигналов в виде совокупности координат энергетических спектров в некотором ортонормированном базисе, получается решающее правило, которое основано на сравнении евклидовых расстояний текущих оценок энергетического спектра наблюдений до эталона [3]:

$$H^1: \sum_{j=1}^N (G_j - G_{jc}^0)^2 > \Delta_G; \quad (3)$$

$$H^0: \sum_{j=1}^N (G_j - G_{jc}^0)^2 \leq \Delta_G.$$

Здесь эталоны $G_j^0 = \frac{1}{n_0} \sum_{r=1}^{n_0} (c_{jr}^0 - \mu_{jc}^0)^2$, $j = \overline{1, N}$ - оценки координат энергетического спектра помехи, найденные по обучающей выборке помехи объемом n_0 реализаций;

$G_j = \frac{1}{v} \sum_{r=1}^v (c_{jr} - \mu_{jc}^0)^2$, $j = \overline{1, N}$ - текущая оценка энергетического спектра наблюдения, найденная по выборке объема $v \ll n_0$.

Приведенные решающие правила (1) - (3) определяют некоторые возможные алгоритмы обнаружения неизвестных сигналов на фоне помехи, которые могут быть использованы для выявления незанятых частотных каналов в когнитивных радиосетях.

Для исследования эффективности работы рассмотренных алгоритмов обнаружения неизвестных сигналов разработана программа, реализованная в среде MATLAB. Исследования проведены на выборках реальных сигналов, соответствующих радиоизлучениям, находящихся в полосе частот, которые предусмотрены стандартом IEEE 802.22 для работы когнитивных радиосетей. Для получения цифровых записей сигналов и для дальнейшей работы используется SDR оборудование, которое позволяет сканировать и анализировать заданный частотный диапазон.

Одной из составных частей концепции SDR оборудования является использование цифровой ПЧ (промежуточной частоты) для обеспечения режимов Digital IF на прием и Direct IF на передачу и перепрограммированных устройств частотной селекции сигнала.

Приемники (передатчики) с цифровой ПЧ на данный момент быстро развиваются и находят применение в современных базовых станциях 4G и 5G. Использование цифровой ПЧ стало возможным благодаря появлению высокоскоростных АЦП и ЦАП с большой разрядностью и высокой линейностью, а также высокопроизводительных устройств цифровой обработки сигналов на основе в первую очередь высокоскоростных сигнальных процессоров. Целесообразность использования цифровой ПЧ тесно связана со снижением стоимости аналоговой части приемных устройств, где стоимость высококачественных фильтров составляет значительную часть от общей стоимости устройства.

В качестве SDR приемника в работе был использован DVB-T TV USB тюнер. При установке и настройке соответствующего программного обеспечения (в работе используется программа SDR# с открытым исходным кодом). Такой тюнер способен обеспечить прием радиоизлучений в диапазонах частот от 24 МГц до 1750 МГц и визуализировать спектры сигналов с различными типами модуляций: AM, FM, WFM, NFM, CW, SSB. В работе проведен анализ характеристик данного устройства и сделан вывод о возможности его использования для получения цифровых записей необходимых участков эфира с целью дальнейшей обработки.

В результате использования указанного оборудования и программного обеспечения были получены и записаны в оцифрованном виде обучающие и контрольные выборки помех и сигналов, действующих в некоторых частотных полосах. Обучающие выборки реализаций помехи использованы для оценивания параметров решающих правил (1) – (3). Контрольные выборки сигналов и помехи использованы для проведения статистических испытаний и получения оценок вероятностей правильного обнаружения неизвестных сигналов и вероятностей ложных тревог. В результате исследований получены различные зависимости, в частности, зависимости правильного обнаружения неизвестных сигналов от соотношения сигнал-помеха при фиксированных вероятностях ложной тревоги, зависимости правильного обнаружения неизвестных сигналов от уровня ложной тревоги. Исследования проведены для различных сигнально-помеховых ситуаций. Получены приемлемые значения вероятностей правильного обнаружения сигналов и ложной тревоги, что подтверждают работоспособность рассмотренных алгоритмов обнаружения неизвестных сигналов и дает основание рекомендовать их для использования при радиомониторинге в когнитивных радиосетях.

3. Выводы

1. Рассмотрены некоторые нетрадиционные алгоритмы обнаружения неизвестных сигналов, которые основаны лишь на знании априорных сведениях о помехе.
2. Приведены некоторые результаты исследований алгоритмов обнаружения для реальных сигнально-помеховых ситуаций, подтверждающие их работоспособность.
3. Предложенные алгоритмы обнаружения неизвестных сигналов могут быть рекомендованы для использования в когнитивных радиосетях с целью решения различных задач мониторинга, в частности, для выявления незанятых частотных каналов.

Литература

1. Mitola, J. Cognitive radio: making software radios more personal / J. Mitola, G.Q. Maguire // Personal Communications, IEEE. 1999. Vol. 6. P. 13-18.
2. Теория обнаружения сигналов / П.С. Акимов, П.А. Бакут, В.А. Богданович и др.; под ред. П.А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. 440 с.
3. Безрук В.М., Певцов Г.В. Теоретические основы проектирования систем распознавания сигналов для автоматизированного радиоконтроля: Монография. - Харьков: Коллегиум, 2007. - 430 с.

ПОКРАЩЕННЯ ЗОНИ ПОКРИТТЯ МЕРЕЖІ WI-FI ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕНИ ХАРЧЕНКО

Дмитренко І.В., Іваненко С.А.

Харківський національний університет радіоелектроніки
(61166, Харків, пр. Науки, 14, каф. Інформаційно-мережної інженерії,
тел. 057-702-14-29)

e-mail: dmitrush96@gmail.com, sta-ivanenko@yandex.ru

In this work we consider the problem of optimization of area coverage of the network when using WI-FI technology. We determined the problem of the insufficient area coverage of network when analyzing the work of the network. We analyzed the basic properties of standard antennas, which are used in standard network equipment. We proposed and implemented a solution for optimization of the area coverage of the network by using a directional antenna. We did a multicriteria choice of optimal construction of antenna for a given service area.

Вступ. Загальною тенденцією розвитку інфокомунікаційних мереж є поступова заміна дротових з'єднань їх бездротовими аналогами. Люди вже досить давно користуються стільниковими телефонами, супутниковим телебаченням та іншими бездротовими пристроями. Wi-Fi – це ще одна технологія, котра дає змогу приєднатися до комфорту бездротового з'єднання.

Зона покриття мережі WI-FI визначає територію, на якій може бути виконане підключення до цієї мережі із заданою якістю [1]. Серед основних факторів, які визначають цю зону, відносяться: потужність передавача, чутливість приймача та коефіцієнти підсилення антен.

Будь-який бездротовий маршрутизатор, точка доступу або просто бездротовий адаптер має в комплекті антену, причому вона може бути як з'ємною, так і вбудованою. Штирєва антена є найпростішим варіантом антени для точки доступу. Її часто називають також несиметричним вібратором. Якщо штирєву антену розташувати вертикально, то в горизонтальній площині така антена є всеспрямованою [2].

Основною проблемою використання таких антен є їх недостатньо велика зона покриття. При підключенні до LAN-мережі маршрутизатор частіше за все розташовують там, де це є зручним, не приймаючи до уваги те, що штатна антена скоріше за все не буде забезпечувати достатнім рівнем сигналу деякі ділянки території, на котрих знаходяться абоненти розгортаємої мережі.

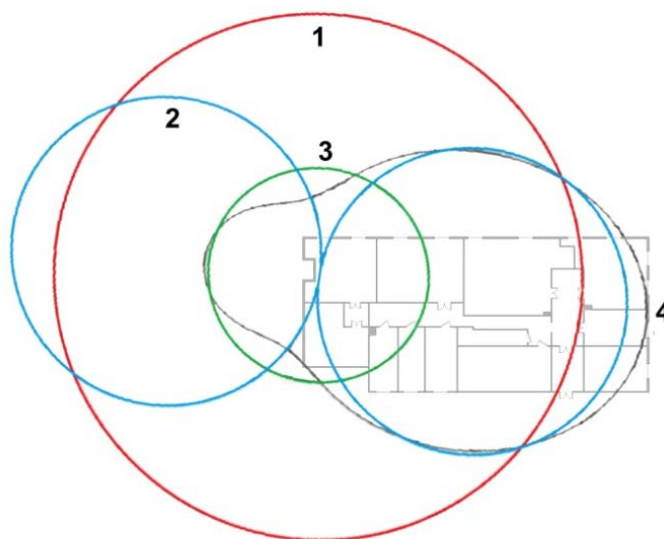
Усі точки доступу і бездротові адаптери мають однакову потужність передавача, тому єдиний доступний спосіб збільшити зону покриття бездротової мережі – замість традиційних штатних використати спрямовані антени із більшим коефіцієнтом підсилення [3]. Це дозволить і збільшити дальність поширення сигналу в цьому напрямку, і ослабити або блокувати поширення сигналу в інших напрямках. В якості спрямованої антени в роботі використовується антена Харченко, яка була запропонована автором для прийому телевізійного сигналу у діапазоні метрових хвиль. Була проведена відповідна адаптація конструкції для роботи у діапазоні частот Wi-Fi.

Основна частина. В роботі було проведено розрахункове та експериментальне дослідження ефективності антени Харченко для поліпшення покриття мережі із використанням Wi-Fi для приміщення кафедри ІМІ, ХНУРЕ.

За допомогою програми MMANA-GAL для порівняння антен було здійснено моделювання штатної антени та антени Харченко. Для кожної було побудовано віртуальну модель для центральної частоти стандарту 802.11n – 2442 МГц та проведені виміри наступних параметрів: коефіцієнт стоячої хвилі (КСХ), ширина головної пелюстки та коефіцієнт підсилення G.

Для порівняння були обрані комерційні антени, з близькими параметрами, характеристики яких були знайдені на сайті виробника. Додатково було введено коефіцієнт покриття приміщення, який показує ступінь покриття площі приміщення та

розраховується як відношення площі обслуговуваної території до площі всього приміщення. Покриття приміщення різними діаграмами спрямованості зображено на рис.1.



- 1 – Діаграма спрямованості штирьової антени TL-ANT2412D;
- 2 – Діаграма спрямованості рамкової антени TL-ANT2414A;
- 3 – Діаграма спрямованості штатної антени;
- 4 – Діаграма спрямованості антени Харченко.

Рисунок 1 – Діаграми спрямованості різних антен на плані приміщення кафедри

В табл. 1 зведені основні характеристики антен, отримані в результаті моделювання і, додатково, характеристики обраних комерційних антен.

Таблиця 1 – Порівняльна характеристика параметрів антен

Характеристика	Штатна	Харченко	Рамкова (TL-ANT2414A)	Штирьова (TL-ANT2412D)
Діапазон робочих частот, ГГц	2.4 – 2.5	2.4-2.5	2.4-2.5	2.4-2.5
Складність конструкції	Мала	середня	Висока	середня
КСХ	1.4	1.05	1.5	<2.0
Ширина пелюстки ДС (гор/верт)	360°/60°	62°/3°	30°/30°	360°/120°
Можливість зовнішньої установки	Ні	існує можливість	Можлива	можлива
Габарити, мм	120x10	120x60x20	80x80x15.8	1718x48
Коефіцієнт підсилення, dBi	5	15 (розрахунковий)	14	12
Коефіцієнт покриття	0.36	0.97	0.93	0.82
Вартість, грн.	100	150	1255	860

Наступним кроком для визначення оптимальної конструкції антени за зоною покриття для даного приміщення було проведено порівняння антен за сукупністю показників якості.

Показниками якості було обрано наступні характеристики: КСХ, коефіцієнт підсилення, коефіцієнт покриття та вартість. Порівняння антен мало наступні етапи: нормування та інвертування, результати яких зведено до табл. 2.

Таблиця 2 – Нормовані значення обраних показників якості із проінвертованими значеннями строк «КСХ» та «вартість»

Характеристика	Штатна	Харченко	Рамкова (TL-ANT2414A)	Штирєва (TL-ANT2412D)
КСХ	0.3	0.475	0.25	0
Коефіцієнт підсилення	0.33	1	0.93	0.8
Коефіцієнт покриття	0.364	1	0.94	0.83
Вартість	0.92	0.88	0	0.33

Визначимо, що переважною буде та антена, яка набере більше число за сумою показників якості, а отже додамо їх значення за стовпцями (табл. 3):

Таблиця 3 – Сума показників

Характеристика	Штатна	Харченко	Рамкова (TL-ANT2414A)	Штирєва (TL-ANT2412D)
Показник	1.944	3.355	2.12	1.93

Враховуючи отримані результати, можна казати про те, що антена Харченко є переважною відносно інших антен за розрахованими значеннями.

Для експериментальної перевірки переваги була побудована антена Харченко для стандарту 802.11n та проведені дослідження, які були проведені за допомогою Wi-Fi-сканера NetSurveyor – програми, що збирає і показує інформацію щодо бездротового доступу, надаючи можливість користувачам перевірити конфігурацію мережі і рівень сигналу.

За допомогою Wi-Fi сканера було отримано діаграми рівня сигналу від роутера у контрольних точках в кожній аудиторії кафедри для штатної антени та антени Харченко.

Отримані значення середнього рівня сигналу по аудиторіям було зведено до табл. 4, за даними якої побудовано діаграму рівнів сигналу для обох типів антен, яку наведено на рис. 2.

Таблиця 4 – Значення середнього рівня сигналу за аудиторіями

Антена	Середній рівень сигналу			
	401-Е	401-А	401-Б	402
Харченко	-61	-73	-86	-90
Штатна	-70	-80	-94	-100

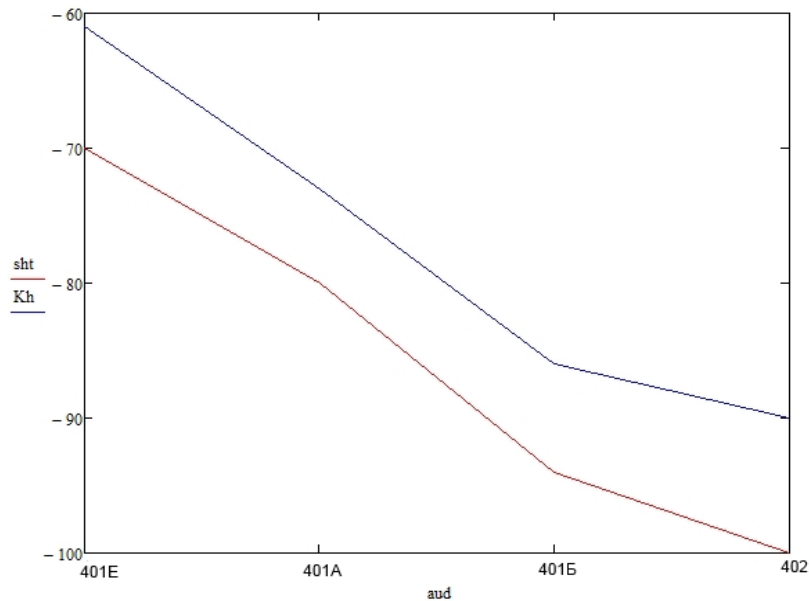


Рисунок 2 – Діаграма рівнів сигналу для штатної антени та антени Харченко за аудиторіями кафедри ІМІ

За даними таблиці було зроблено розрахунок середньої переваги у підсиленні антени Харченко відносно штатної, який складає 8,5 дБм. Отримана величина середньої величини підсилення близька до теоретичної різниці підсилення антени Харченко відносно штатної антени.

Висновки

1. В роботі проведений вибір оптимальної антени для заданого приміщення за сукупністю показників якості. Після проведення порівняльної характеристики за сукупністю показників якості було визначено, що антена Харченко є оптимальною для заданого приміщення та розташування точки доступу. Саме вона має найбільше відношення «вартість-підсилення», при цьому маючи досить широкую діаграму спрямованості у горизонтальній площині, що дозволяє ефективно організувати покриття обслуговуваної території. Таким чином використання антени Харченко може дати перевагу у певних умовах використання при значно менших матеріальних затратах.

2. Проведене експериментальне дослідження ефективності роботи запропонованої антени, у результаті якого були отримані значення підсилення що відповідають, теоретичних даним, що свідчить про правильність р

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Технология Wi-Fi – принципы работы, преимущества и недостатки [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.mobi-city.ru/articlereview/wi-fi_technology.
2. ГОСТ 18238-72. «Линии передачи сверхвысоких частот. Термины и определения».
3. Ємельянов В.В. Конспект лекцій з дисципліни «Системи мобільного зв'язку» [Електронний ресурс].

МЕТОД УСТРАНЕНИЯ НЕИДЕНТИЧНОСТИ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ РАДИОПЕЛЕНГАТОРА БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРА КОНТРОЛЬНОГО СИГНАЛА

Калугин В. В., Кочергин А. Г., Чеботов А.В.

ООО "Научно-технический центр радиотехнических систем

Академии наук прикладной радиоэлектроники" (ООО "НТЦ РТС АН ПРЭ")

Пл. Защитников Украины, 7/8, 61001, Харьков, Украина; факс. +38 (057) 732-68-63; тел.

+38 (057) 732-25-53, +38 (057) 754-56-85, +38 (057) 754-56-83;

E-mail: ntcrts@kharkiv.com

Method of realization correlation and interferometer direction finder without implementation signal injector, designed for elimination of nonidentity of reception channels, is proposed. In this method amplitude and phase nonidentity are eliminated by means of mathematical processing of channel signals. Suggested method differs from other similar known methods by better performance. Mathematical simulation demonstrates high efficiency and performance characteristics of suggested method.

Введение. В работах [1-3] изложены методы реализации корреляционно-интерферометрического пеленгатора с использованием устранения неидентичности приемных каналов за счет математических преобразований цифровых отсчетов принимаемых канальных сигналов. Недостатком этих методов является необходимость выполнения большого числа коммутаций канальных сигналов, равного числу пеленгационных баз, которое, например, для семиэлементной кольцевой антенной решетки равно 21, что значительно снижает быстродействие пеленгатора.

Основная часть. Рассмотрим алгоритм реализации предлагаемого нового метода устранения неидентичности каналов на примере корреляционно-интерферометрического радиопеленгатора "Скорпион-М", разработанного в ООО "НТЦ РТС АН ПРЭ". Тракт пеленгования изделия "Скорпион-М" содержит эквидистантную кольцевую антенную решетку (КАР) из семи антенных элементов (АЭ1...АЭ7), антенный коммутатор (АК), двухканальное радиоприемное устройство (РПУ) и вычислительное устройство (ВУ).

Назовем первый канал РПУ опорным, а второй канал РПУ – сигнальным и обозначим амплитуды сигналов от АЭ1...АЭ7 как $r_1 \dots r_7$, а фазы сигналов – как $\varphi_1 \dots \varphi_7$ и пусть неизвестная амплитудная неидентичность опорного канала относительно сигнального канала РПУ равна Δr , а неизвестная фазовая неидентичность опорного канала относительно сигнального канала РПУ равна $\Delta \varphi$.

Процесс коммутации АЭ и выполнения вычислений будем выполнять в три этапа.

На первом этапе на вход опорного канала РПУ через АК подключается сигнал от АЭ1, а на вход сигнального канала РПУ последовательно подключаются через АК сигналы от АЭ2...АЭ7 (всего 6 тактов коммутации), тогда на выходе опорного канала РПУ в каждом такте коммутации будем получать в цифровом виде комплексный сигнал

$$\vec{S}1\hat{i}_1 = (r_1 + \Delta r) \cdot e^{i(\varphi_1 + \Delta \varphi)}, \quad (1)$$

где i – мнимая единица, а на выходе сигнального канала РПУ за 6 тактов коммутации будем последовательно получать комплексные сигналы

$$\vec{S}1\hat{n}_n = r_n \cdot e^{i\varphi_n}, \text{ где } n = 2 \dots 7. \quad (2)$$

Строчная цифра при идентификаторах сигналов здесь и далее обозначает номер этапа коммутации (первый или второй), буква после нее обозначает тип канала, к которому подключен АЭ (о – опорный канал, с – сигнальный канал), а подстрочный

индекс обозначает номер АЭ, с которого снят сигнал.

Считается, что за время коммутаций амплитуды и фазы сигналов практически неизменны, что обеспечивается быстродействием коммутации. При этом фазы сигналов обусловлены геометрией расположения АЭ и азимутом источника сигнала.

Далее ВУ определяет нормированные значения взаимных векторов сигналов выхода опорного канала и выходов сигнального канала РПУ:

$$Q_{1n} = \frac{\vec{S}1\hat{r}_1 \cdot \vec{S}1\tilde{n}_n^*}{|\vec{S}1\hat{r}_1 \cdot \vec{S}1\tilde{n}_n^*|} = (r_1 + \Delta r) \cdot r_n \cdot e^{i(\varphi_1 - \varphi_n + \Delta\varphi)} / \left| \vec{S}1\hat{r}_1 \cdot \vec{S}1\tilde{n}_n^* \right| = e^{i(\varphi_1 - \varphi_n + \Delta\varphi)} \quad (3)$$

где $n = 2...7$, * – знак комплексного сопряжения, $|\cdot|$ – модуль комплексного числа. Выражение (3) содержит всего 6 взаимных векторов.

Затем ВУ вычисляет взаимные векторы

$$Q_{1mn} = Q_{1n} \cdot Q_{1m}^* = e^{i((\varphi_1 - \varphi_n + \Delta\varphi) - (\varphi_1 - \varphi_m + \Delta\varphi))} = e^{i(\varphi_m - \varphi_n)} \quad (4)$$

где $m = 2...6$, $n = m+1...7$ (всего 15 взаимных векторов).

В шести взаимных векторах (3) амплитудная неидентичность каналов РПУ устранена за счет нормирования, но присутствует фазовая неидентичность приемных каналов, а в пятнадцати взаимных векторах (4) полностью устранены амплитудная и фазовая неидентичности приемных каналов, причем с точностью, близкой к идеальной, во всей частотной полосе принимаемого сигнала, без использования генератора контрольного сигнала (генератора шума – ГШ).

На втором этапе для устранения фазовой неидентичности в шести взаимных векторах (3) Q_{1n} необходимо выполнить еще один, седьмой такт коммутации, подключив с помощью АК на вход опорного канала РПУ сигнал от АЭ2, а на вход сигнального канала РПУ – сигнал от АЭ1. При этом на выходе опорного канала получим в цифровом виде комплексный сигнал

$$\vec{S}2o_2 = (r_2 + \Delta r) \cdot e^{i(\varphi_2 + \Delta\varphi)}, \quad (5)$$

а на выходе сигнального канала – комплексный сигнал

$$\vec{S}2\tilde{n}_1 = r_1 \cdot e^{i\varphi_1}. \quad (6)$$

Далее ВУ вычисляет взаимный нормированный вектор

$$Q_{212} = \frac{\vec{S}2c_1 \cdot \vec{S}2o_2^*}{|\vec{S}2c_1 \cdot \vec{S}2o_2^*|} = (r_1 + \Delta r) \cdot r_n \cdot e^{i(\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi)} / \left| \vec{S}2c_1 \cdot \vec{S}2o_2^* \right| = e^{i(\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi)} \quad (7)$$

и затем, используя (3) и (7), вычисляет взаимный вектор

$$Q_{112} \cdot Q_{212}^* = e^{i(\varphi_1 - \varphi_2)} \cdot e^{-i(\varphi_1 - \varphi_2 - \Delta\varphi)} = e^{i\Delta\varphi}. \quad (8)$$

Таким образом, получается комплексная экспонента, содержащая в показателе степени только фазовую неидентичность опорного канала относительно сигнального

канала РПУ. Тогда из (8) следует:

$$\Delta\varphi = \arg(Q1_{12} \cdot Q2_{12}^*), \quad (9)$$

где \arg – аргумент комплексного числа.

На третьем этапе коммутация сигналов не выполняется; в ВУ следует всего лишь скорректировать фазу сигнала (1) путем вычитания величины $\Delta\varphi$ из аргумента сигнала и перевычислить шесть взаимных векторов (3), используя скорректированный сигнал $\vec{S}1\hat{r}_1$:

$$\arg(\vec{S}1o_1) = \arg(\vec{S}1o_1) - \Delta\varphi = \varphi_1, \quad (10)$$

$$Q1_{1n} = \frac{\vec{S}1o_1 \cdot \vec{S}1c_n^*}{|\vec{S}1o_1 \cdot \vec{S}1c_n^*|} = (r_1 + \Delta r) \cdot r_n \cdot e^{i(\varphi_1 - \varphi_n)} / |\vec{S}1o_1 \cdot \vec{S}1c_n^*| = e^{i(\varphi_1 - \varphi_n)}, \quad (11)$$

где $n = 2...7$. Таким образом, получают взаимные векторы (4) и (11) для вычисления пеленга в количестве $M = N(N-1)/2 = 21$ где $N = 7$ – количество АЭ в нашем примере. В этих взаимных векторах полностью исключены амплитудная и фазовая неидентичности каналов РПУ.

Для достижения этого эффекта необходимо выполнить всего 7 коммутаций, т. е. количество коммутаций в три раза меньше, чем в методах, изложенных в [1-3] и поэтому быстрдействие предложенного алгоритма не менее чем в три раза выше.

Далее взаимные векторы (4) и (11) в количестве 21 вектора используются для вычисления пеленга и угла места сигнала по корреляционно-интерферометрическому алгоритму [3-5].

Процедуры, выполняемые на первом этапе, полностью совпадают с соответствующими процедурами, используемыми для вычисления пеленга при применении ГШ. Предложенный метод отличается только лишь введением второго и третьего этапов для реализации алгоритма определения и устранения фазовой неидентичности опорного канала относительно сигнального канала. При этом второй этап (седьмой такт коммутации и соответствующие вычисления) можно выполнять не по каждому цифровому отсчету, а только через некоторый интервал времени, определяемый скоростью температурного дрейфа комплексного коэффициента передачи приемных каналов. В этот период времени используется значение $\Delta\varphi$, сохраненное при выполнении предыдущего второго этапа. А также, второй этап целесообразно выполнять только при изменении частоты настройки РПУ и при изменении состояния его аттенуаторов.

Предложенный метод может быть реализован для любого количества АЭ, большего или равного двум и для любого количества каналов РПУ, большего или равного двум.

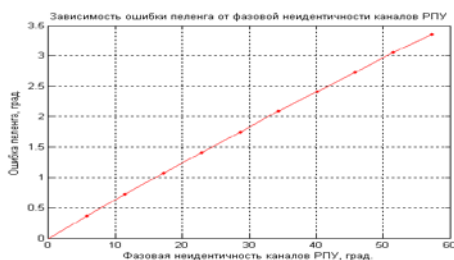
2. Результаты моделирования

Для оценки эффективности данного метода выполнено математическое моделирование.

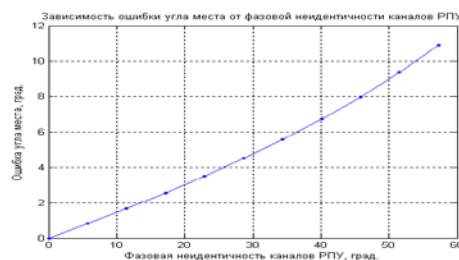
На рис. 1, а), б) приведены графики зависимостей ошибок пеленга и угла места от фазовой неидентичности каналов РПУ. Эти графики позволяют оценить допустимую величину остаточной фазовой неидентичности для обеспечения требуемой инструментальной точности пеленгования. Так, например, из первого графика следует, что для обеспечения инструментальной точности пеленгования в 0.1° допустимая остаточная фазовая неидентичность должна быть не более чем 2° , а из второго графика видно, что при такой фазовой неидентичности будет обеспечена точность определения

угла места порядка 0.3° , что является вполне приемлемым. При расчете этих графиков сделано допущение, что отсутствуют шумы и помехи.

Аналогичные графики по влиянию амплитудной неидентичности не приводятся, т. к. математическое моделирование показало, что это влияние пренебрежимо мало и оно физически объяснимо при использовании корреляционно-интерферометрического метода пеленгования, когда амплитудные различия в приемных каналах практически не играют роли.



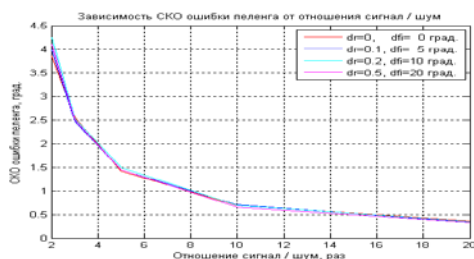
а)



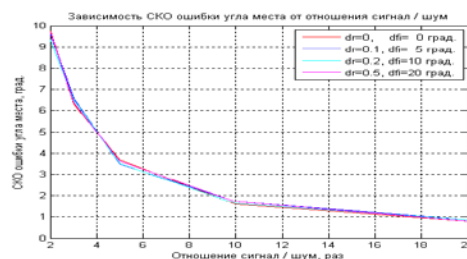
б)

Рис. 1. Зависимости ошибок от фазовой неидентичности приемных каналов: а) ошибок пеленга; б) ошибок угла места

На рис. 2, а), б) приведены графики зависимостей среднего квадратического отклонения (СКО) ошибки пеленга и СКО ошибки угла места от отношения сигнал / шум (ОСШ).



а)



б)

Рис. 2. Зависимости СКО от ОСШ: а) СКО пеленга; б) СКО угла места

Графики на рис. 2, а), б) построены для значений амплитудной неидентичности Δr , равных 0; 0.1; 0.2 и 0.5 относительно амплитуды сигнального канала, равной единице, и для значений фазовой неидентичности $\Delta\varphi$, равных 0° ; 5° ; 10° и 20° . Графики получены путем статистических испытаний. Каждая точка графиков получена при выполнении 1000 испытаний. При этом моделировался нормально распределенный шум с нулевым средним значением и с СКО, зависящей от ОСШ, которое принимало значения 6; 10; 14; 20 и 26 дБ.

Из этих графиков следует, что величина СКО убывает с увеличением ОСШ и не зависит от величины амплитудной и фазовой неидентичностей, т. к. зависимости при различных неидентичностях практически совпадают между собой и совпадают даже с зависимостью с нулевыми неидентичностями. Этот удивительный, на первый взгляд, факт свидетельствует о том, что наличие шума влияет только на качество определения пеленга и угла места, обусловленное особенностями распространения сигнала и практически не ухудшает качество устранения неидентичности, по крайней мере при изменении ОСШ в пределах от 6 до 26 дБ.

Выводы

1. Предложенный метод не требует использования генератора контрольного сигнала (ГШ);
2. Не требуется выполнение громоздких процедур последовательного выравнивания каналов относительно одного канала для всех пелегационных баз и для каждой спектральной составляющей сигнала при каждом изменении частоты настройки или при изменении состояния аттенюаторов, что существенно повышает быстродействие пеленгатора.
3. Предложенный метод обеспечивает выравнивание частотных характеристик АЭ, АФС и АК, которые не охвачены контролем при использовании ГШ в традиционных методах.
4. Использование только взаимных векторов в процедуре устранения неидентичности приемных каналов исключает влияние модуляции сигналов на точность устранения неидентичности.
5. Устранение неидентичности приемных каналов производится в процессе пеленгования принимаемого сигнала с точностью, близкой к идеальной. При этом также сокращаются время выполнения коммутаций и время вычислений.

Литература:

1. Способ пеленгации радиосигналов и многоканальный пеленгатор. Патент РФ 2096797, 1997 г.
2. Способ пеленгации радиосигналов и многоканальный пеленгатор. Патент РФ 2144200, 2000 г.
3. Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А. Радиомониторинг – Задачи, методы, средства / Под ред. А. М. Рембовского. 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 624 с.: с ил.
4. Калугин В. В., Чеботов А. В., Кочергин А. Г., Большебазисный радиопеленгатор ВЧ-диапазона с цифровой обработкой сигналов // Прикладная радиоэлектроника, 2002, Том 1, № 1.с. 33-37.
5. Калугін В. В., Кочергін А. Г., Чеботов О. В., Кільцева антенна решітка. Патент України на винахід, UA 89946 C2, 25.03.2010, Бюлл. № 6.

OPTIMAL DESIGN OF SPARSE ARRAYS BASED ON MODIFIED QUANTUM GENETIC ALGORITHM

¹Wang Yani, ²Hu Wenfei

¹College of Information and Communication Engineering, Harbin Engineering University ;

²Wenzhou Vocational and Technical College

Harbin Engineering University, 150001, Harbin, China

Tel. (+86)18804627027, E-mail: 178655165@hrbeu.edu.cn

In order to reduce the peak sidelobe level (PSLL) of the linear array pattern, a linear array pattern optimization method based on margin space coding and quantum genetic algorithm (MS_QGA) algorithm is proposed. Using the quantum genetic algorithm to optimize the position margin of array elements in the case that constrain the array aperture, the number of array elements and the minimum array elements space of the uniform linear array, and the optimization goal is to reduce the PSLL. The convergence speed of the proposed method is accelerated, the local search ability and the diversity of the population are improved to solve the premature convergence problem, the complexity of the method and the computation are reduced, the performance of PSLL of the sparse linear arrays is improved, and the array element is better distributed in the aperture of the array.

Introduction

Array signal processing is widely used in modern communications, radar, navigation and radio astronomy systems, and the design and optimization of antenna configuration has become an important part of this field. In some engineering applications, the array antenna is often required to have lower cost and higher resolution, without higher gain. The sparse array is such a type of antenna which can satisfied the requirement. The PSLL of the array antenna is the main parameter to evaluate the performance of the antenna. Under certain conditions, obtain the lower PSLL is an important topic in the array antenna synthesis. For the uniformly weighted array, the PSLL can only be reduced by optimizing the position of the elements, which is a nonlinear optimization problem from the array pattern formula. To solve this problem, many optimization methods have been proposed, such as genetic algorithm [1], simulated annealing algorithm [2], differential evolution algorithm [3], particle swarm algorithm [4]. Genetic algorithm has been widely used in the optimization of array antenna because of its simple principle, easy implementation, good applicability to multivariable and nonlinear optimization problems. However, since the standard genetic algorithm (SGA) the characteristics of slow convergence rate, number of iterations and easy to fall into the local extremum. So the margin space coding and quantum genetic algorithm (MS_QGA) is proposed in this paper to solve problem. The simulation verifies that the validity of uniform array optimization of this method. And the proposed method also can reduce the operational time and the complexity of the algorithm.

Proposed MS_QGA

The array factor of the symmetrical sparse uniform linear array on the horizontal plane with the array elements $N_e = 2N + 1$ is that

$$af(\theta, \phi) = 1 + 2 \sum_{i=1}^N \cos(kx_i \sin \theta) \quad (1)$$

where x_i represents the i -th position of the array elements which numbers from center to edge. $k = 2\pi/\lambda$ is wave number. θ is the spatial view used to describe the array pattern.

Different with other intelligent search algorithms which encode in the position of array elements, the proposed method encodes in the adjustable margin space of the element position, called Margin Space coding (MS). The adjustable margin space of the element position means that the space length of elements can be adjusted freely in the whole array aperture. The space

length is decided by the element constraint $A\{a_1, a_2, \dots, a_n\}$, n is the number of the element constraint. The number of array elements is $N_e = 2N + 1$, the aperture length is $2L$, the minimum elements spacing is $d = 0.5\lambda$, so the constraints of uniform linear array is

$$A\{a_1, a_2, a_3\} = \begin{cases} N_e = 2N + 1 \\ x_i \leq L, 0 \leq i \leq N \\ \Delta x_{i(i-1)} \geq d \end{cases} \quad (2)$$

where $\Delta x_{i(i-1)}$ is the distance between the i -th element and the $(i-1)$ -th element ($\Delta x_{i(i-1)} = |x_i - x_{i-1}| = x_i - x_{i-1}, 0 \leq i \leq N$). The element position at the center of the array is $x_0 = 0$, and set this element as a reference point, without adjustable margin. The adjustable margin can be denoted as

$$\Delta l_i = L - Nd, 0 \leq i \leq N \quad (3)$$

Δl is made up of integers. Then the margin space represents $SP = [0, L - Nd]$. Arranged code word of SP in ascending order from the range of 0 to I_{mx} , where I_{mx} is the upper limit, can represent as $I = \{I_1, I_2, \dots, I_N\}, (0 \leq I_i \leq I_{mx})$. Let $C = \{d, 2d, \dots, Nd\}$, then the position of array elements can be denoted as

$$X = C + \Delta l_N \cdot f\left(\frac{I}{I_{mx}}\right) \quad (4)$$

where $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$. With the space increasing from the center to the edge is helpful to suppress sidelobes[5], so this paper is employed to the integer encoding scheme with a quadratic function $f(x) = x^2, 0 \leq x \leq 1$. If the N -th element position is $x_i (1 \leq i \leq N)$, and $X = \{x_1, x_2, \dots, x_N\}$, the margin coding can be described as

$$I = \left\lfloor I_{mx} \cdot f^{-1} \left[\frac{X - C}{L - Nd} \right] \right\rfloor \quad (5)$$

where $\lfloor \cdot \rfloor$ is round down; $f^{-1}(\cdot)$ is the anti-function of $f(\cdot)$. The relationship of I and X is a mapping.

The fitness ability of individuals is evaluated by fitness function f_{ff} , the minimum PSL is the optimization target. The fitness function can be expressed as

$$f_{ff} = \max \left\{ \frac{af(\theta, \phi)}{AF_{\max}} \right\}, 0 < \theta_{\min} < \theta \leq \frac{\pi}{2} \quad (6)$$

where $af(\theta, \phi)$ is the array factor of the individual to be evaluated. AF_{\max} is the peak value of the main beam and θ_{\min} is the first null location. The Eq.2 shows that the value of f_{ff} is lower, the fitness ability is stronger.

Results and Analysis

In this section, the effectiveness of MS_QGA is demonstrated by the uniform linear array antenna. In all synthesis cases, the constraint of minimum element spacing $d = 0.5\lambda$, and array elements are supposed to have an isotropic embedded element pattern. The number of array elements in a full array is $L = 17$, the array aperture is $Apr = 11$, the population size is $M = 60$, and the number of generations is $T_{irr} = 200$.

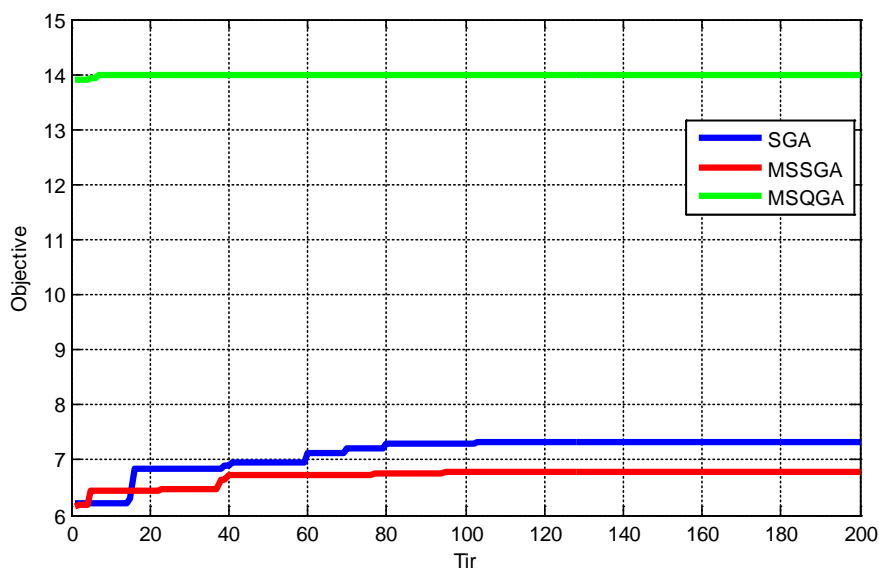
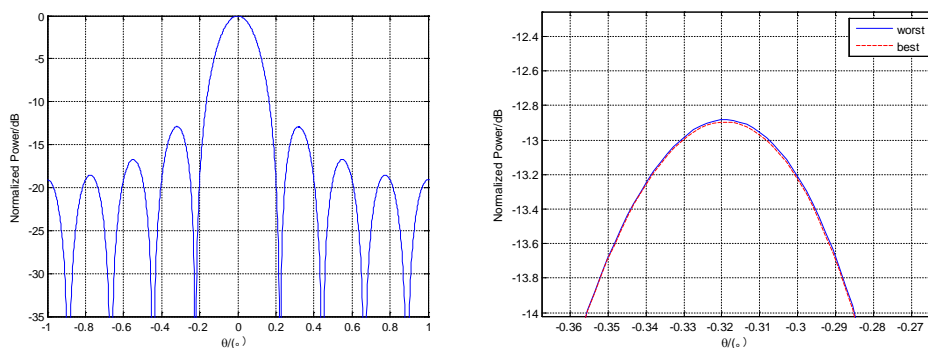


Fig.1 Comparison among SGA, MS_SGA and MS_QGA

Fig.1 is the collation map of the change of fitness function. From the figure we can see that the proposed method has faster convergence speed and the PSLL is the best. The results averaged over 20 Monte Carlo trials are shown in Fig.2 that the best PSLL is -12.8028dB and the worst is -12.8939dB.



(a)The array pattern

(b)Comparison of the first sidelobe level in the condition of the best and the worst PSLL

Fig.2 The array pattern of the linear array achieved by MS_QGA

The above results mainly caused by two reasons. First, because the number of array elements is integer, the efficiency of algorithm implementation is improved and the follow-up treatment is relatively flexible. Second, MS_QGA can maintain the diversity of the population better and guarantee the algorithm to search globally.

Aiming at the problem of linear array synthesis sparse linear array, a sparse optimization method based on SP_QGA is proposed. Take the margin space of the array position as the optimization variable, and constrain the array aperture, the number of elements and the minimum elements spacing, so that achieve better array element position in the array aperture. The margin space encoding strategy accelerates the convergence speed of the algorithm, improves the local search ability of QGA and the population diversity, and solves the premature convergence problem. Compared with the SGA, the better sidelobe performance is achieved,

and the optimization time is also significantly reduced. The simulation results show that the proposed method is effective and can be applied to other conformal arrays.

References

- [1]Zijing Z, Yongbo Z, Licheng J. Optimization of Arrays by Genetic Algorithm[J]. Journal Of Electronics, 2000, 22(1):174-176.
- [2]Murino V, Trucco A, Regazzoni C S. Synthesis of Unequally Spaced Arrays by Simulated Annealing[M]. IEEE Press, 1996.
- [3]Anna W, Wenxun Z. Improved Differential Evolution for Antenna Optimization[J]. Chinese Journal Of Radio Science, 2009, 24(5):808-812.
- [4]Jiangling L, Xiaomo W. An Improved Particle Swarm Optimization for Synthesis of the Linear Sparse Arrays with Constraint of Minimum Element Spacing[J]. Journal of Microwaves, 2010, 26(5):7-10.
- [5]Jiang Y, Zhang S, Guo Q, et al. Synthesis of Uniformly Excited Concentric Ring Arrays Using the Improved Integer GA[J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2016, 15:1124-1127.

A METHOD FOR RADAR SIGNAL SORTING RECOGNITION BASED ON COVERING ALGORITHM JOINT WITH CLOUD MODEL

Zhang Hao, Wang Suzhen, Zheng Yu*, Chi Zongtao
College of Electronics and Information Engineering, Qingdao University
Rd. Ningxia 308, Qingdao 266071, China, Tel: +86-532-85981650
E-mail: zhengyu@qdu.edu.cn; Fax: +86-532-85953300

Abstract A new method for radar signal sorting recognition based on covering algorithm joint with cloud model is proposed. This method first introduces covering algorithm to radar signal sorting. Using covering algorithm to describe the distribution domain of feature parameters of radar signal sample, we obtain the domains which can signify different operating modes of signals. Each trained geometric domain is regarded as a qualitative concept, since the parameter belonging is not determinate where radar signals overlap. Cloud model is adopted to establish the model of each geometric domain. According to the relation between each geometric domain and the domain where the radar pulse signals to be measured belong, radar signal is sorted and signal type is recognized. In the case parameters overlap partly, the method presented can accomplish fast sorting and recognition of dense radar signal, and overcome the defects of hard division in traditional sorting algorithm. It provides a novel idea for radar signal sorting.

Key words: radar signal, sorting and recognition, covering algorithm, cloud model

Introduction

The rapid development of electronic technology results in the consequence that the radar emitter signals become more complex and denser in electromagnetic environment. As many modern and new radar systems that have multifunction and multipurpose appear, a single radar probably works in various modes and the parameters of radar emitter signals change complicatedly. Modern radar system, the parameters of which change randomly, are simultaneously provided random agility and jitter of different parameters including RF, PW, Pulse Repetition Interval (PRI) and so on. As a result, parameter space of radar signal described by common signal sorting parameters overlaps severely. For that reason, signal regularity on which radar signal sorting and recognition depend is damaged. Therefore the traditional signal sorting method exploiting the correlation of radar pulses can hardly classify the radar signals with overlapped and complex characteristic parameter space.

In the present radar signal sorting methods based on multiparameter, e.g. traditional template match method relying on data base of radar emitters, the effect of signal sorting for complex and changeable signals is poor, since the information in template data base cannot clearly represent the changes of complex signals. Because neural network is capable of fast parallel processing and strong fault tolerance^{[1][2]}, it has good effect when resolving the optimal boundary division of multiparameter. Hereby intelligent algorithms, such as neural network and support vector machine, are introduced to radar signal sorting and recognition system. Though such approaches have determinate structures with sound definition, they modulate network structure and determine weight according to some optimal criterion. This is apt to lead to local minimum, overfitting or no convergence. There exist some defects including long training time of network structure, requiring strict initial values and low processing speed. In addition, hard division neglects the betweenness of signal sample in overlapping space, as well as the uncertainty objectively existing in radar reconnaissance signal.

Directing at the problem above, this work present a method for radar signal sorting and recognition based on covering algorithm^[3] joint with cloud model^[4]. It is a fuzzy sorting method basing cloud model and take into account that radar signal is fuzzy and random. In the first place, adopting covering algorithm to describe the operating modes of signal parameters, we obtain the geometric domains that represents different operating modes of signals so that the diversification and hard description of signal working points are solved. Then due to the randomness and fuzziness of radar signal, each trained geometric domain is taken as qualitative concept. Using cloud model to establish the model of each geometric domain, we accomplish

signal sorting according to the relation between each geometric domain and the domain where the radar pulse signals to be measured belong. The flow chart is shown in Figure 1. This method can in real time resolve sorting problems including that operating mode is changeable and complicated and parameters severely overlap, and puts forward a new idea for signal sorting.

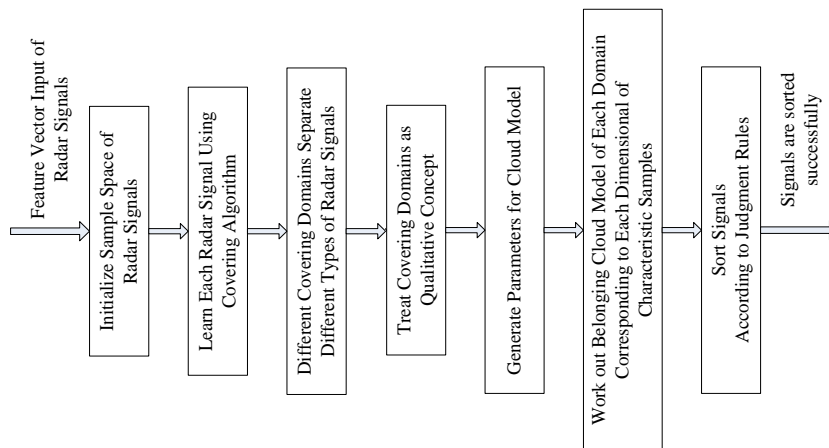


Figure 1 The flow chart of the method for signal sorting based on covering algorithm joint with cloud model

Method

The geometric description of signal feature parameters based on covering algorithm.

According to the distribution characteristics of signal feature parameters we employ covering algorithm to divide signal feature parameters into different domains, i.e. change optimal design problem in traditional neural network into optimal covering problem of classification and present signal feature distribution with geometric form of covering domain. Instead of depending on the data base of common emitters, this method takes a certain amount of radar signal as training sample.

The feature parameters of radar emitter signal chosen in this work are Radio Frequency (RF), Pulse Width (PW) and Direction of Arrival (DOA) from traditional Pulse Description Words (PDW) of radar signal. They constitute feature vector that describes radar signal and serves as input vector of covering algorithm. The samples in feature parameter data base of radar signal are trained by covering algorithm so that we can divide the covering domains of radar signal feature parameters.

Project radar signal feature parameters on high-dimensional spherical surface and define all radar signal feature parameters that need to train as set D . The feature of radar signals satisfies:

$$f(X) = (X, (R^2 - |X|^2)^{1/2}) \quad (1)$$

where , i.e. the radius R is greater than the maximum norm of input vector in learning sample. Using Eq(1), we obtain the projection of the radar signal samples on the sphere which center at the origin and has radius R so as to divide geometric domains. In addition, it has certain separating effect on signals.

An arbitrary unlearned point a_i in radar signal training sample is set to be center. Then the center and radius of covering domain are determined with Eq(2). Thus the covering domain, which has center EQ and radius EQ , can be expressed as

$$\begin{aligned}
d^1(\lambda) &= \max_{x \in X_k} \{ \langle a_i, x \rangle \} \\
d^2(\lambda) &= \min_{x \in X_k} \{ \langle a_i, x \rangle \mid \langle a_i, x \rangle > d^1(w) \} \\
d(\lambda) &= \alpha \cdot d^1(\lambda) + \beta \cdot d^2(\lambda)
\end{aligned} \tag{2}$$

Where $d^1(\lambda)$ is the maximum inner product of signal samples belonging to different types and denotes the minimum distance between different samples, $d^2(\lambda)$ is the maximum distance between signal samples belonging to same type, which is greater than $d^1(\lambda)$. Then divide the domain $C(a_i)$ with a_i at the center and radius of $d(\lambda)$.

On the basis of all radar signal samples covered by domain $C(a_i)$, we work out the barycenter, the projection of which on the sphere is a_i' . New radius λ' is attained according to Eq.(2). It is clear that new domain $C(a_i')$ is determined.

Calculate the number of all radar signals covered by $C(a_i')$. If the number is greater than that covered by $C(a_i)$, then $a_i' \rightarrow a_i$, $\lambda' \rightarrow \lambda$, and return to the process mentioned in previous paragraph. Or the covering of radar signal belonging to a certain type. Repeat the process above until we cover all learning sample of radar signal and obtain the covering of signals belonging to all types. Express the covering as:

$$C = \{ C_1^1, C_2^1, \dots, C_n^1, C_1^2, C_2^2, \dots, C_n^2, C_1^m, C_2^m, \dots, C_n^m \} \tag{3}$$

where $\{ C_1^j, C_2^j, \dots, C_n^j \}$ only cover the sample points belonging to j -th type. C is the solution.

Thereby, we complete describing the feature parameters distribution of radar signals. The problem that same feature parameter has more than one interval value is resolved by utilizing different geometric domains to signify different distribution domains of feature parameters. This training way overcomes the drawbacks which appear when adopting traditional neural network, including overfitting and getting to local minimum.

Radar signal sorting and recognition based on cloud model. The essence of signal sorting method based on covering algorithm can be summarized as follows. For a given radar signal sample x to be sorted, if the sample is projected to a certain domain, x is deemed to belong to this covering type; if the sample is projected to no domain, then x is deemed as unrecognizable signal. Set a threshold a for such unrecognizable signal. In the case the distances between x and different covering domains are greater than a , we consider it as "unrecognizable", or we judge belonging relation according to principle of proximity. However for overlapped signals, there still exist the defects of hard division.

Here cloud model is employed to process the samples to be measured^[5]. We exploit the theory of reverse cloud to transform the signal sample in each domain into proper qualitative concept. (Expectation Ex , Entropy En , Hyper Entropy He), and work out the belonging degree of the sample to be measured and the qualitative concept of each domain. We obtain the center and radius of each domain by training and view the center as the expectation Ex_i . Define

$$U_i(x_j) = 1 - \left\| \frac{x_j - Ex_i}{R_i} \right\| \tag{4}$$

as the certainty of each sample, where x_j denotes each signal sample point, Ex_i and R_i denote the mean and radius of each domain respectively. There remain m sample points after deleting the points that satisfy $U_i(x_j) > 0.999$. We work out

$$En_{ij}' = \frac{|x_j - Ex_i|}{\sqrt{-2\ln(U_i(x_j))}} \quad (5)$$

then En_i is determinate:

$$En_i = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m En_{ij}' \quad (6)$$

From Eq(5) and Eq(6), we obtain

$$He_i = \sqrt{\frac{1}{m-1} \sum_{j=1}^m (En_{ij}' - En_i)^2} \quad (7)$$

These three parameters achieved above represent qualitative concept of each domain.

Basing the theory of cloud model and positive cloud generation algorithm, we generate multidimensional cloud model of each domain and represent it as

$$M_i = \exp \sum_{j=1}^n \left(-\frac{(x - Ex_{ij})^2}{2En_{ij}'^2} \right) \quad (8)$$

where M_i denotes the belonging cloud generated from the projection of signal x on i -th domain, and M_i also describe the belonging relation between signals to be measured and covering domains. Ex_{ij} denotes the expectation of j -th dimensional in i -th domain^[6]. $En_{ij}' = norm(En_i, He_j)$ is 1-dimensional normal random number generated by En_i and He_j

It is clear the largest three maxima (belonging degree) can be worked out with $\mu_M = \max(M_i)$. The discrimination method for the randomly overlapped pulse sequence to be sorted and recognized is stated as follows.

If a signal corresponds to the maximum belonging degree, i.e. $\mu_M > \varepsilon$, ε is affected by signal, usually chosen as 0.9

The difference of the greatest belonging degree and second greatest belonging degree is no less than λ (λ can be set according to concrete data, this work set it to be 0.03)

The signal sample which satisfies two conditions above simultaneously is judged as the type of domain corresponding to greatest belonging degree. It follows that a set of random numbers corresponding to this belonging degree is obtained. Then we work out its mean and variance and further achieve the stability description. It is helpful for the analysis of electromagnetic environment and signals. In this aspect, cloud model has advantage over fuzzy algorithm[7].

If (1) is not satisfied, then the signal sample is judged as unrecognizable sample. Thus the ability of noise recognition and the division of new type is available. If the signal sample satisfies (1), but doesn't satisfy (2), then there exist two judgment ways as required. The first way is that classifying the sample as the type which the greatest belonging degree belongs to. The other is that selecting the random set corresponding to the belonging degree of this sample, working out its mean and variance. Since the difference of different belonging degree is small, we take expectation as equivalence and judge according to the variance. It can be concluded that stable belonging degree of signal sample corresponds to the type of domains.

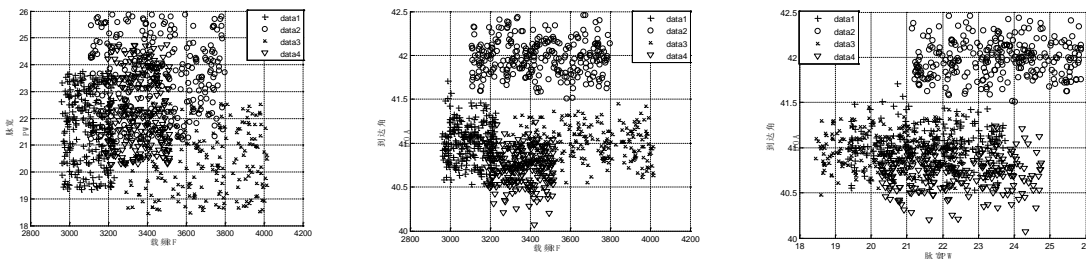
Experiments

According to characteristics of radar emitter environment and signal models, three parameters (RF, PW, DOA) are selected to form the input feature vector without considering intra-pulse features of radar signals. In the light of radar signal models, we generate four sets of radar signals that change complexly and add some interference and noise so that these signals constitute the all-impulse signal. Simulate the parameter TOA, RF, PW with Gaussian random variables. Simulation time is set to be 50ms. The radar parameter information is shown in TABLE1.

TABLE1 Radar Parameter Information

Category	RF(MHz)	PW(μ s)	DOA	PRI (μ s)	Signal Number
1	2960~3236	19.27~23.62	40.3°~41.4°	194~207	249
	Frequency Agility	Pulse Width Jitter		Jittering PRF	
2	3110~3791	20.99~25.87	41.4°~42.5°	176~234	277
	Frequency Agility	Pulse Width Jitter		Jittering PRF	
3	3289~4015	18.35~22.61	41.3°~41.7°	218~287	226
	Frequency Agility	Pulse Width Jitter		Jittering PRF	
4	3185~3516	20.11~24.81	40.1°~41.3°	210、240、260	237
	Frequency Agility	Pulse Width Jitter		Staggering PRF	

In the first place, we generate four sets of signals as training data according to Table 1, and generate the radar signal samples to be measured. In order to make the experiment be more in line with the actual situation, noise is mixed in all the signals generated. Two-dimensional characteristic parameter distribution for RF and DOA, RF and PW, PW and DOA of signals to be measured are illustrated in Figure 2.



a) **Two-dimensional distribution of PW and DOA** b) **Two-dimensional distribution of RF and DOA** c) **Two-dimensional distribution of RF and PW**

Figure 2 Two-dimensional characteristic parameter distribution of radar signal samples

From Fig.1, we can find different signals overlap severely. Because recognizer based on BP neural network(BPNN) is widely used in the sorting of binding radiation source, we compare the sorting performance of BPNN algorithm with that of the method proposed in this paper. As the input of signal feature vector, four neurons are used in the input layer. Neuron number of the hidden layer is ten. The transfer functions of input layer, hidden layer and output layer chosen here are respectively tansig, purelin and trainlm. The output tolerance is 0.05, the error is 0.001. Sort the signals with covering algorithm and BPNN algorithm respectively. Comparison results are listed in Table 2.

As can be seen from Table 2, sorting performance of geometry covering algorithm is better than that of BPNN algorithm, and there is one radar completely sorted out. Moreover, it is less time-consuming than BPNN algorithm. Simulation results show that geometry covering algorithm has overcome the problems of BPNN algorithm, such as being affected by the initial value, poor stability, falling into local minimum easily. So to speak covering algorithm can real-time and effectively deal with radar signals with overlapping parameters. However, its average accuracy is not high enough for practical application. For this reason, the method based on covering algorithm joint with cloud model is presented. Table3 shows the simulation results.

Table 2 Results Comparison

	Original Covering Algorithm			BPNN Algorithm		
	Correct	Wrong	Leaked	Correct	Wrong	Leaked
1	242	23	7	211	10	38
2	277	16	0	259	30	18
3	210	28	16	187	38	39
4	179	14	58	215	39	22
Average Accuracy			91.80 %	85.24 %		
Time needed(s)			0.199s	27.823s		

Table 3 Simulation Result of The Method based on cloud model joint with covering algorithm

Serial Numb	Total number	Correct	Wrong	Leaked
1	249	233	6	16
2	277	276	0	1
3	226	209	8	17
4	237	224	33	13
Average Accuracy		95.25 %		
Time needed(s)		1.787s		

From Table 3, the advantages of the method based on covering algorithm joint with cloud model are obvious. Compared with Table 2, the method proposed has much higher sorting and recognition rate of different radar signals, and scores higher average precision. In addition, realtime performance is improved. The validity of the method based on covering algorithm joint with cloud model is verified by simulation results.

Conclusion. A novel radar sorting method based on covering algorithm joint with cloud model theory is proposed in this paper. The method overcomes defects of traditional algorithms and can deal with complex and uncertain signals better. In theory, efficiently handling the uncertainty of radar signal can reduce the accuracy requirement of training samples, which would accord further with current electronic reconnaissance environment. Simulation results prove that the method can sort and recognize radar signals with severely overlapping parameters in real-time and accurately.

References

- [1] Liu Yang, Liu Lin, Yang Bo. Aviation radar signal sorting based on multi-2-dimension RBF neural network[J]. Computer Engineering and Design, 2009, 1:182~187.
- [2] Chen Ting, Luo Jingqing, Ye Fei. A Radar Signal Sorting Method Based on Immune Evolutionary Artificial Neural Network[C]. Networking and Mobile Computing International Conference on Wireless Communications, Wu Han, China: IEEE conference publications, 2008, 1~4.
- [3] Zhang Ling, Zhang Bo. A Geometrical Representation of MP Neural Model and Its Applications[J]. Journal Of Software, 1998, 9(5):334~338.
- [4] De-Yi Li. Concerning the normal cloud model of universality [M]. Engineering Sciences, 2004, 6(8):28~34.
- [5] Duo Zhen. The Development and Application of Covering Algorithm Based on Constructive Learning[D]. Anhui, China: Computing College of Anhui University, 2010.
- [6] Liu Haijunu, Liu Zhen, Jiang Yunli. A new technique for recognition of radar's radiation resource based on cloud model theory[J]. Electronics and information journals, 2009, 31(9):2079~2083.
- [7] Huang Haisheng, Wang Ruchuan. Subjective trust evaluation model research based on cloud model [J]. Journal on Communications, 2008, 29(4):14~19.

ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ И ШУМОВ

Кобзев А.В., Мурзин М.В., Романенко В.В.

Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба
61023, Харьков, ул. Сумская, 77/79, Научный центр Воздушных Сил, тел. (057)704-96-53,
E-mail: mikhailmwork@gmail.com

Solutions for signals processing, when they are detected against background of non-stationary noise, based on wavelet transforms of signals applying, are offered. In solving of the detection problem, it is assumed, that the form and parameters of the signal modulation (duration, spectral width) are unknown, therefore it is possible to use only incoherent accumulation of signals. Solution for stabilizing the probability of false alarms with an unknown dispersion of noise at the output of the receiver, as well as the law of its variation over time, is learned.

Введение. Вейвлет-преобразования (ВП) сигналов и процессов находят все более широкое применение в различных областях человеческой деятельности (медицине, механике, акустике, радиотехнике и др.) [1]. Отличительной особенностью ВП являются изменение масштаба анализируемых сигналов, способность регистрации их локальных свойств (например, скачков или выбросов) и возможность восстановления исходных сигналов путем обратного преобразования с приданием им некоторых полезных свойств [1]. Благодаря указанным особенностям ВП стали удобным аппаратом при анализе нестационарных процессов и изображений.

В многочисленных работах [1, 2] ВП рассматриваются как инструмент обработки сигналов. В этих работах к процедурам обработки авторы относят, в основном, удаление шума (de-noising) из смеси сигнала с шумом, сжатие при кодировании сигналов и изображений, а также регистрацию слабых локальных выбросов. В настоящей работе предлагаются варианты применения ВП при реализации процедур обнаружения сигналов в специфических условиях. Такие условия связаны с априорной неопределенностью параметров сигналов и мешающего шума. Неопределенность вида и параметров модуляции обнаруживаемых сигналов имеет место в средствах радиоэлектронной разведки, радиомониторинга и пассивной радиолокации [3]. Считается известными лишь диапазон возможных значений параметров сигналов. Неопределенность видов модуляции не позволяет применять согласованную обработку сигналов, обеспечивающую их когерентное накопление. Особую **актуальность** приобретают вопросы обнаружения сигналов с энергетической скрытностью, которая достигается за счет расширения их спектра. Чтобы реализовать наибольшую вероятность обнаружения таких сигналов, имеется возможность использования только некогерентного (последетекторного) накопления [3]. Решение задачи обнаружения сигналов в присутствии шума с неизвестной и изменяющейся дисперсией предполагает принятие мер для стабилизации вероятности ложных тревог. Случай нестационарного шума может иметь место за счет внешнего воздействия, например, промышленных или атмосферных помех. Здесь также полезным инструментом может оказаться аппарат ВП.

Основная часть. Будем принимать во внимание то обстоятельство, что выполнение процедур сравнения с порогом при обнаружении и стабилизации уровня ложных тревог осуществляется на этапе последетекторной обработки сигналов. На обработку может поступать огибающая смеси принятого высокочастотного сигнала и шума или амплитудно-частотный спектр этой смеси (после преобразования Фурье). Обработке подвергается однополярный вещественный процесс

$$y(x)=s(x)+n_{\phi}(x)+n_0(x), \quad (1)$$

Переменная x в зависимости от способа обработки (временной и частотной) может иметь смысл или времени ($x=t$), или частоты ($x=f$). Здесь $s(x)$ – совокупность полезных сигналов неизвестного вида, $p_f(x)$, $p_0(x)$ – флюктуационная с нулевым средним и постоянная составляющие ($p_0(x)>0$), обусловленные мешающим шумом. При стационарном шуме будем иметь $p_0(x)=const$.

Некоторые сведения из теории вейвлет-преобразований [1]. Отметим те свойства ВП, которые используются при реализации некогерентного накопления и стабилизации уровня ложных тревог. Известно, что при вейвлет-разложении на m уровней (масштабов) и последующего восстановления анализируемый процесс можно представить в виде суммы

$$y(x) = a_m(x) + \sum_{j=1}^m d_j(x), \quad (2)$$

где $a_m(x)$ – аппроксимирующее слагаемое, содержащее низкочастотные составляющие, $d_j(x)$ – детализирующие компоненты с высокочастотными составляющими. Путем разложения и восстановления можно выделить любое слагаемое этой суммы. В дальнейшем нас будет интересовать только аппроксимирующее слагаемое, которое и будет выполнять роль либо накопителя, либо стабилизатора уровня ложных тревог. Аппроксимация $a_m(x)$ образуется на основе вычисления коэффициентов разложения A_{mk} и последующего восстановления составляющей $a_m(x)$ с помощью ортонормированных масштабирующих функций (скейлинг-функций) $\varphi_{km}(x)$ по правилам [1]

$$A_{mk} = \int_{-\infty}^{\infty} y(x) \varphi_{mk}(x) dx; \quad a_m(x) = \sum_k A_{mk} \tilde{\varphi}_{mk}(x), \quad (3)$$

где функция $\varphi_{mk}(x)$ локализована на оси x , определяется типом используемого вейвлета и имеет вид

$$\varphi_{mk}(x) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \varphi\left(\frac{x}{2^m} - k\right). \quad (4)$$

Здесь k – параметр сдвига по оси x . Функция восстановления $\tilde{\varphi}_{mk}(x)$ является зеркальным отображением функции разложения $\varphi_{km}(x)$.

В представленных формулах ради простоты изложения и наглядности использована непрерывная форма описания процессов ВП. Практическая реализация этих процедур осуществляется в цифровой форме и основана на применении дискретного ВП.

Реализация некогерентного накопления сигнала с неизвестной протяженностью. Считаем, что длительность сигнала или ширина спектра при обработке спектров неизвестна и находится в границах $\Delta_{s,min}.. \Delta_{s,max}$. Неизвестным также является момент появления сигнала. Задача обнаружения сигналов в такой постановке решена с теоретической точки зрения в работе [3]. В ней проведен анализ характеристик обнаружения широкополосных сигналов при обработке частотно-временной панорамы с учетом их накопления в частотно-временной области. Рассматривается случай неизвестной протяженности сигналов по времени и частоте. Показано, что преодоление неопределенности протяженности обнаруживаемого сигнала при приемлемых энергетических потерях (не более 1,5 дБ) осуществляется путем использования многоканальных некогерентных накопителей, в которых длительность накопления в соседних каналах отличается в 2 раза. Считается, что положение сигнала на частотно-временной панораме заранее неизвестно. Поэтому накопители реализуются в виде прямоугольных «скользящих окон» различных размеров.

Отметим схожесть с ВП предложенного в работе [3] способа обработки. При ВП (3), (4) масштаб анализируемого процесса и, следовательно, длительность накопления с каждым шагом изменяется в 2 раза, а функция $\varphi_{km}(x)$ выполняет роль «скользящего

окна». Поэтому рассматриваемый ниже способ некогерентного накопления на основе ВП следует отнести к возможному варианту реализации обнаружителей сигналов неизвестного вида. Применение ВП позволяет использовать его такие полезные свойства, как наличие быстрых алгоритмов дискретного ВП и возможность широкого выбора формы функции $\varphi(x)$.

Левое выражение в формуле (3) напоминает процедуру корреляционной обработки, в которой опорный сигнал $\varphi_{km}(x)$ выделяет из процесса $y(x)$ наиболее похожую на нее сигнальную составляющую $A_{c,mk}$. Здесь при некотором масштабе m и параметре сдвига k величина коэффициента $A_{c,mk}$ будет максимальна. Она непосредственно определяет максимальное отношение сигнал/шум после восстановления процесса $a_m(x)$, поскольку дисперсия шума на выходе m -го накопителя уменьшается по сравнению с исходной в 2^m раз за счет сужения полосы пропускания. Если имеются априорные сведения о форме огибающей сигнала $s(x)$ с неизвестной протяженностью, то целесообразно при выборе функции $\varphi(x)=\varphi_{00}(x)$ учесть эти сведения и обеспечить тем самым наилучшее согласование $\varphi(x)$ и $s(x)$ по форме.

На рис.1 представлены результаты имитационного моделирования предлагаемого способа накопления применительно к случаю спектральной обработки ($x = f$ – относительная частота).

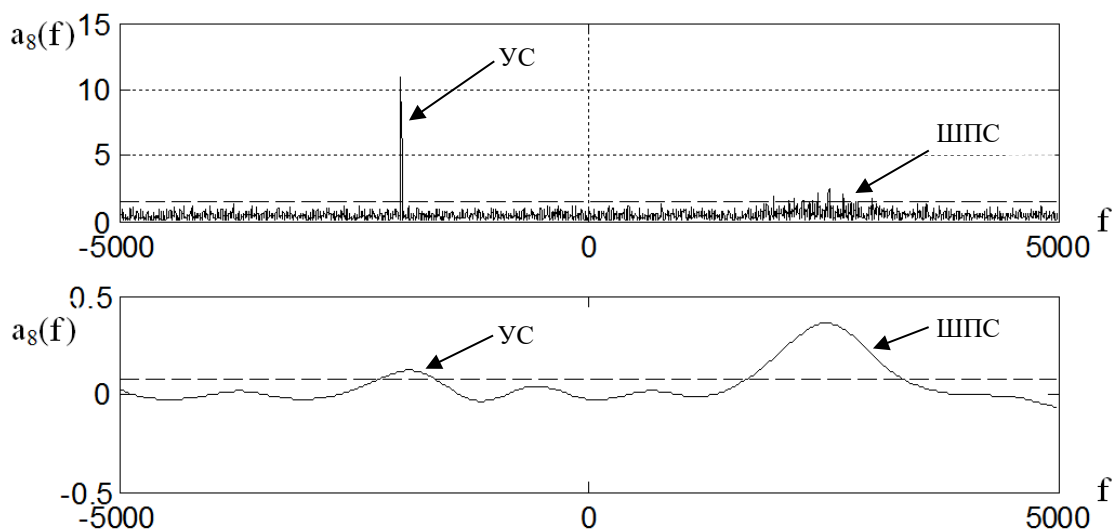


Рис. 1 Результаты моделирования процессов некогерентного накопления

В модели на обнаружитель поступают спектры узкополосного (УС) и широкополосного сигналов (ШПС). Широкополосный сигнал образован бинарной фазовой манипуляцией несущей случайной последовательностью «0» и «1». Оба сигнала имеют одинаковое отношение сигнал/шум на входе преобразователя Фурье, равное $\eta = -9$ дБ. На верхнем рисунке приведен исходный спектр (сигналы+шум), содержащий $N=2^{12}$ выборок. Пунктирной линией обозначен порог обнаружения, соответствующий вероятности ложной тревоги 10^{-4} . Здесь только отдельные выбросы спектра ШПС превышают порог. УС обнаруживается уверенно и отсутствует необходимость его дальнейшего накопления. На нижнем рисунке показана аппроксимирующая составляющая $a_8(x)$ при использовании вейвлета типа Coiflets («coif5»). Отсюда видно, что ШПС представляет собой среднее значение спектра и он с запасом превышает порог обнаружения, а узкополосный, наоборот, ослаблен. По виду аппроксимирующего слагаемого $a_8(x)$ можно оценивать положение его максимума на оси x и ширину спектра Δ_s . Результаты моделирования свидетельствуют о работоспособности предлагаемого

варианта реализации некогерентного накопления ШПС.

Обнаружение сигналов в условиях нестационарного шума с неизвестной дисперсией. Наличие нестационарного шума предполагает принятие мер по стабилизации вероятности ложной тревоги на заданном уровне. Описание большого числа алгоритмов цифровой обработки сигналов в условиях нестационарного шума и литературные источники по этому вопросу можно найти в обзорной статье [4]. Множество известных вариантов решения такой задачи основано на использовании «скользящего окна», в котором осуществляется оценивание параметра шума, связанного с его дисперсией на текущем интервале окна, и формирование на этой основе следающего порога сравнения для принятия решения о наличии сигнала. Способ стабилизация ложной тревоги на основе «скользящего окна» предполагает обработку только во временной области при обнаружении импульсных сигналов с известной длительностью. Такое условие, например, выполняется в средствах активной радиолокации и не может быть использовано при обнаружении сигналов, длительность которых неизвестна и изменяется в широких пределах. Покажем, что применение ВП позволяет преодолеть это ограничение.

Если на входе приемника в его полосе пропускания действует нестационарный шум с дисперсией $\sigma^2(x)$, медленно меняющейся на интервале наблюдения, то после фильтрации и детектирования составляющую $p_0(x)$, обусловленную шумом, можно оценить как $a_m(x) \approx p_0(x)$. Затем при известной плотности вероятности шума следует использовать связь этой составляющей с дисперсией $\sigma^2(x)$ и установить необходимый переменный уровень порога обнаружения.

Как и в способе «скользящего окна», при наличии в принятой смеси сильных полезных сигналов в их окрестности происходит увеличение порога обнаружения $z_n(x)$, что может приводить к пропуску слабых сигналов. Для преодоления этого явления перед вейвлет-разложением процесс $y(x)$ подвергается ограничению, в результате чего формируется процесс $y_0(x)$ по правилу $y_0(x) = y(x)$ при $x \leq X_0$ и $y_0(x) = 0$ при $x > X_0$. Уровень ограничения определяется путем анализа порядковых статистик процесса $y(x)$ аналогично рекомендациям работы [4].

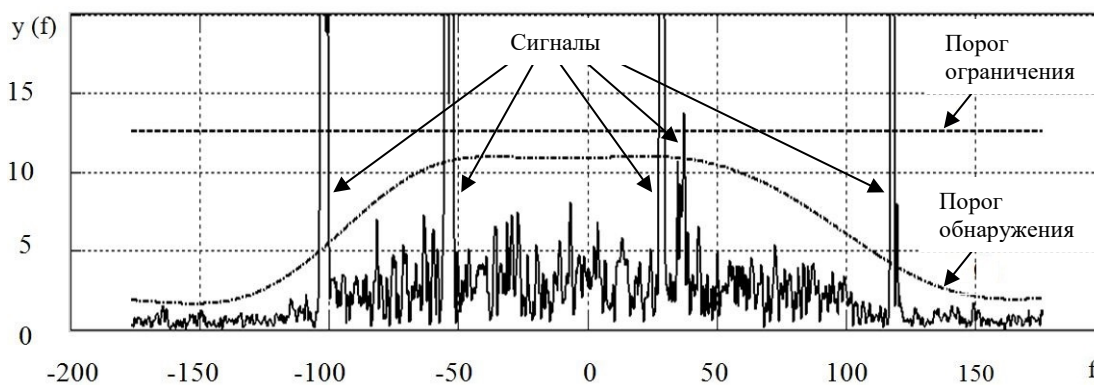


Рис. 2 Результаты моделирования следающего порога обнаружения в условиях внешнего нестационарного шумового фона

Проведено имитационное моделирование процедуры формирования следающего порога обнаружения при нестационарном шуме на интервале наблюдения для случая спектральной обработки ($x=f$). Его результаты приведены на рис.2. Здесь показаны спектры смеси 5-ти сигналов и нестационарного шума, а также порог обнаружения (штрихпунктирная линия), сформированный на основе вейвлет-разложения, и уровень ограничения X_0 (пунктирная линия). Из пяти полезных сигналов только один слабый (четвертый слева). Несмотря на наличие четырех сильных сигналов, слабый сигнал превышает порог (обнаруживается).

Выводы. Приведенные результаты свидетельствуют о целесообразности применения вейвлет преобразований при решении задач обнаружения сигналов с неизвестными видами и параметрами модуляции в условиях нестационарного шума. При практической реализации предложенных способов обработки необходимо использовать алгоритмы быстрого дискретного вейвлет-преобразования.

Литература

1. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике / Дьяконов В.П. – М.: СОЛОН-Р, 2002. – с. 446.
2. Дремин И.М. Вейвлеты и их использование / И.М. Дремин, О.В. Иванов, В.А. Нечитайло // Успехи физических наук. М.: Физический институт им. П.Н. Лебедева РАН, 2001. – №5 (т. 171). – С. 465–501.
3. Ширман Я.Д. Учет временных рассогласований при несанкционированном обнаружении излучений шумовых радиолокаторов / Я.Д. Ширман, В.М. Орленко, С.В.Селезнев // Системи обробки інформації. Х.: ХВУ, 2002. – №6 (22). – С. 252–261.
4. Бакулев П.А. Обработка сигналов с постоянным уровнем ложных тревог (обзор) / П.А. Бакулев, Ю.А. Басистов, В.Г. Тугуши // Радиотехника. – 1989. – №4. – С.4–15.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЖАТИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ МАССИВОВ ДАННЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СЕТОЧНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Мазиашвили А.Р.

Украинский государственный университет железнодорожного транспорта
61050, Харьков, пл. Фейербаха, 7, каф. «Транспортная связь» тел. (+380) 95-659-64-30,
E-mail: artmazo93@gmail.com

By now, there are several classes of compression methods that have proved themselves satisfactorily for solving various tasks of forming, transferring and storing digital images.

Due to the convergence of networks, the volume of transmission information is increasing exponentially, in turn, the technical implementation does not allow the use of a wide range of compression methods, as well as the development of new technical units.

In this direction, many works and already used algorithms were presented (archivers, object-oriented algorithms). The problem of quasi-reversible compression (compression / decompression) of digital images generated by systems of scanning video measurements of the earth's surface, which are transmitted via digital data channels, is still relevant.

Введение. К настоящему времени известно несколько классов методов компрессии, которые удовлетворительно зарекомендовали себя при решении различных задач формирования, передачи и хранения цифровых изображений. Проблема квази-обратимого сжатия (компрессии / декомпрессии) цифровых изображений, формируемых системами сканирующих видео-измерений земной поверхности, которые пересылаются по цифровым каналам передачи данных - до сих пор остаётся актуальной.

Основная часть. Ввиду конвергенции сетей, объём передаваемой информации увеличивается в геометрической прогрессии, в свою очередь, техническая реализация не позволяет использовать широкий спектр методов сжатия, а также разработку новых технических блоков. Существуют много методов, которые устраняют структурную избыточность, семантическую избыточность, но в большей степени, уделяется внимание устранению статистической избыточности.

По данному направлению было представлено много работ, в которых для тех или иных случаев используются (архиваторы, объектно-ориентированные алгоритмы). Поэтому, было решено выбрать метод сеточной интерполяции.

Метод иерархической сеточной интерполяции, основанный на идее сокращения избыточности исходных данных за счет использования прореженного изображения для аппроксимации промежуточных отсчетов. Рассмотрим такое представление множества отсчетов исходного изображения X размера $N \times M$:

$$X = \bigcup_{r=0}^R X^{(r)}, \quad (1)$$

$$X^{(r)} = \{x(n, m) : (n, m) \in I^{(r)}\}, \quad (2)$$

$$I^{(r)} = \{(n \cdot 2^r, m \cdot 2^r)\} / \{(n \cdot 2^{r+1}, m \cdot 2^{r+1})\} \quad (3)$$

В этом выражении X^r , r -й иерархический уровень (ИУ) представления изображения, который задаётся множеством индексов I^r . Легко видеть, что данное выражение не является избыточным и не увеличивает объём входных данных при сжатии. Кроме того, так как ИУ не пересекаются, то они могут быть закодированы последовательно, начиная со старшего. Очевидно, что при таком подходе для сжатия каждого ИУ применяется один и тот же алгоритм, поэтому можно ограничиться описанием процедуры кодирования для ИУ с произвольным фиксированным номером $r > R$.

Процедура кодирования

1) Предсказание:

Пусть к моменту кодирования отсчёта $x(n, m)$, уже закодирован и декодирован некоторый набор отсчётов $\bar{x}(n, m)$. Тогда на их основе можно построить несколько различных процедур формирования предсказанного значения $\hat{x}(n, m)$ для отсчёта $x(n, m)$.

$$\begin{aligned}\hat{x}_r(2n, 2m+1) &= \langle \bar{x}_r(2n, 2m), \bar{x}_r(2n, 2m+2) \rangle, \\ \hat{x}_r(2n+1, 2m) &= \langle \bar{x}_r(2n, 2m), \bar{x}_r(2n+2, 2m) \rangle,\end{aligned}\quad (4)$$

$$\hat{x}_r(2n+1, 2m+1) = \left\langle \begin{array}{c} \bar{x}_r(2n+1, 2m) \\ \bar{x}_r(2n, 2m+1) \\ \bar{x}_r(2n+1, 2m+2) \\ \bar{x}_r(2n+2, 2m+1) \end{array} \right\rangle \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned}\hat{x}_r(n, m) &= \hat{x}_r(n \cdot 2^r, m \cdot 2^r), \\ \bar{x}_r(n, m) &= \bar{x}_r(n \cdot 2^r, m \cdot 2^r)\end{aligned}\quad (6)$$

2) Вычисление разностного сигнала:

$$f(n, m) = x(n, m) - \hat{x}(n, m), \quad (n, m) \in I^{(r)} \quad (7)$$

Нейронные сети, как один из элементов обучающейся системы, тоже может быть основана на объектно-ориентированности. Поэтому, в данном случае, мы рассматриваем не только, как векторную, а ещё и как корреляционную, т.е. цветоразностную модель.

Нейросетевые технологии предоставляют сегодня широкие возможности и для решения задач прогнозирования, обработки сигналов и распознавания образов. По сравнению с традиционными методами математической статистики, классификации и аппроксимации, эти технологии обеспечивают достаточно высокое качество решений при меньших затратах. Применим математический аппарат нейронных сетей к методу сеточной интерполяции:

$$\begin{aligned}E &= \frac{1}{2} \text{tr} \left(\frac{1}{2} \sum_{p=1}^P (z_2^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)}) (z_2^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)})^T \right) = \\ &= \frac{1}{2} \text{tr} \left(\sum_{p=1}^P (z_2^{(p)} - \bar{z}_{2/1}^{(p)}) (z_2^{(p)} - \bar{z}_{2/1}^{(p)})^T \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \text{tr} \left(\sum_{p=1}^P (\bar{z}_{2/1}^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)}) (\bar{z}_{2/1}^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)})^T \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \text{tr} \left(\sum_{p=1}^P (z_2^{(p)} - \bar{z}_{2/1}^{(p)}) (\bar{z}_{2/1}^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)})^T \right) + \\ &+ \frac{1}{2} \text{tr} \left(\sum_{p=1}^P (\bar{z}_{2/1}^{(p)} - \bar{z}_2^{(p)}) (z_2^{(p)} - \bar{z}_{2/1}^{(p)})^T \right)\end{aligned}\quad (8)$$

Выводы. На основе приведенного математического аппарата было показано, что применение аппарата искусственных нейронных сетей (ИНС) для сжатия данных предоставляет определенные преимущества, с точки зрения, снижения времени выполнения процедуры сжатия, при наличии обученного преобразователя. Нейронная сеть, имеет существенно лучшие показатели эффективности детектирования в области слабых контрастов, чем каждый из её входных параметров. Таким образом, перспективным направлением развития получил подход, в основе которого заложены (ИНС). При этом ИНС могут использоваться как при сжатии без потерь (например, в статистических методах кодирования для оценки вероятностей появления символов), так и при реализации сжатия с потерями, например, в стандартах JPEG 2000/MPEG.

ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ

Мельничук В.М., Полікаровських О.І.

Хмельницький національний університет

29016, м. Хмельницький вул. Кам'янецька 112/2 к.162,

тел.: 097-215-92-49, E-mail: vasyaskery1@gmail.com

Direct Digital Synthesis (DDS) is a method for obtaining an analog signal (usually a sinusoidal signal) by generating a time sequence of digital samples and then converting them into an analog form via a DAC. Since the signal is first synthesized in digital form, device can provide fast frequency switching, high frequency resolution, and operation over a wide range of frequencies. Thanks to the development of microchips and technology, today's DDS synthesizers are very compact low-power microcircuits.

Вступ. Протягом останніх років спостерігається все більший інтерес до прямих цифрових синтезаторів частот у порівнянні з аналоговими пристроями, які протягом багатьох років домінували у синтезі частот. Завдяки сучасним технологіям системи прямого цифрового синтезатора (DDS - Direct Digital Synthesizer) [1] стають альтернативою аналоговим технологіям через їх компактність, точність та швидкість. Сьогодні вони здатні генерувати вихідні частоти в діапазоні від декількох сотень МГц до ГГц і використовуються в системах зв'язку.

Основна частина. На сьогодні на ринку доступні різні конструкції DDS, розроблені на основі принципу типового прямого цифрового синтезатора частоти [2],[3]. Типовий DDS складається з акумулятора фази, перетворювача фаза-амплітуда, цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) та фільтра нижніх частот, див. рис. 1. Продуктивність DDS в основному обмежується продуктивністю ЦАП. Було запропоновано багато методів підвищення ефективності DDS, таких як DDS без ПЗП, які використовують обчислювальні методи, такі як алгоритми CORDIC [4], розклад у ряд Тейлора та параболічну апроксимацію [4].

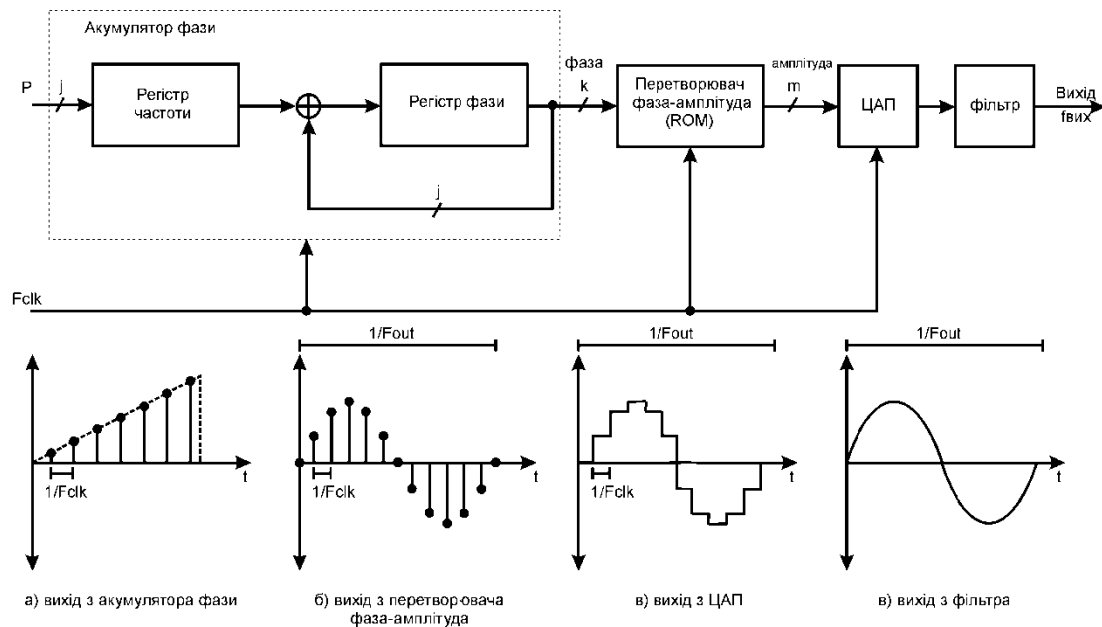


Рис.1 Структурна схема ПЦС, та перетворення сигналів у ньому.

Значення фази формується у результаті перепоповнення фазового акумулятора розрядністю j -біт. Частота перепоповнення фазового акумулятора визначає вихідну частоту синтезатора відповідно до виразу:

$$f_{out} = \frac{\Delta P f_{clk}}{2^j} \quad (1),$$

де ΔP - слово приросту фази, j – кількість біт акумулятора фази, f_{clk} - опорна тактова частота, f_{out} - вихідна частота синтезатора. Навіть для двоканального синтезатора кількість суматорів високої розрядності (32 біта) досягає шести, також синтезатор містить два 10-бітних перемножувачі. Кожен із суматорів, на рівні з перемножувачами, має містити схему прискорення сигналів переносу, що призводить до різкого зростання кількості елементів на кристалі, ускладнює взаємозв'язки між елементами, призводить до зростання енергоспоживання інтегрального синтезатора. Так для синтезатора AD9958 фірми Analog Devices загальна розсіювана потужність при формуванні однотонального сигналу у двох каналах синтезатора складає – 380 мВт, а при формуванні двох сигналів, що змінюються, у двох каналах синтезатора – 420 мВт. Таке енергоспоживання досягається через застосування найсучаснішої елементної бази із живленням у 3,5 В, а безпосередньо ядро синтезатора живиться від 1,8 В. Величина енергоспоживання робить подібні синтезатори безперспективними у плані застосування у мобільних пристроях і пристроях з батарейним живленням. Необхідно також врахувати, що синтезований сигнал синтезатора досягає 200 МГц на один канал із подавленням спектральних викидів у 60 дБ. У разі збільшення максимальної тактової частоти до 400 МГц за тієї самої архітектури синтезатора призведе до зростання енерговиділення синтезатора у квадратичній залежності.

Висновки. Основними перевагами DDS є точність, швидка комутаційна здатність, роздільна здатність, менша чутливість до старіння та зміни температури. В перспективі DDS досягне оптимальних значень для всіх 3 способів виконання [4], тобто високої точності, малої потужності та високої швидкості, але на практиці тільки 2 параметри можуть бути виконані. Щоб підвищити точність, потрібна більша кількість бітів (роздільна здатність ЦАП). Збільшуючи апаратну складність фазового акумулятора, перетворювача фазового діапазону та ЦАП, ці показники можуть бути виконані, але за рахунок збільшення енергоспоживання та зменшення тактової частоти [5]. Генератори прямого цифрового синтезу DDS через їх ряд переваг вважаються одними із найперспективніших синтезаторів для застосування у системах зв'язку, радіолокації, радіонавігації та вимірювальних приладах .

Література

1. J.Vankka Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications, Helsinki University of Technology, 2000
2. Макаренко В. Фазо-цифровые и частотно- цифровые синтезаторы частоты. Часть 1 //Электронные компоненты и системы.-2012.-№1.-С.24-30
3. Макаренко В. Компоненты для построения беспроводных устройств связи. Часть 7. Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза//Электронные компоненты и системы.-2010.-№1.-С.34-46
4. Полікаровських О.І Архітектура прямого цифрового синтезатора частоти для рішень цифрового радіо/Полікаровських О.І. //Вісник Хмельницького національного університету.-2012.Том.3.-С.142-146
5. Yuanwang Yang, Jingye Cai A Novel DDS Structure with Low Phase Noise and spurs/ Yuanwang Yang // UESTC, Chengdu. – 2011.

**БЛОК РАДИОКОНТРОЛЯ МОБИЛЬНОЙ СТАНЦИИ РАДИОКОНТРОЛЯ
БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ И ШИРОКОПОЛОСНОГО
РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ
ДИАПАЗОНА 30-6000 МГц**

Черноморд Е.И., Плешаков Г.А.

ООО «РАДИОСОФТ»

61128 Украина, г. Харьков, пр. Льва Ландау, 149, тел: +38 057 734 96 36

тел: +38 066 225 08 09, тел: +38 050 309 55 51, тел: +38 050 309 55 57.

e-mail: info@radiosoft.net.ua

This work is devoted to the development of a modern compact radiomonitoring unit for base stations of cellular communication and broadband access.

In the work are presented the functional possibilities, technical characteristics, design features, use cases of the developed unit.

Введение

За последние несколько лет произошло резкое увеличение количества базовых станций сетей сотовой связи и широкополосного радиодоступа, которые установлены и эксплуатируются на станциях метрополитена, в подземных паркингах и торгово-развлекательных центрах. Эти локальные сети предназначены для охвата небольших территорий с высокой плотностью абонентов. Технический радиоконтроль данных базовых станций традиционными мобильными и стационарными станциями в большинстве случаев невозможен. В связи с этим возникла острая необходимость разработки малогабаритного автоматизированного высокопроизводительного блока радиоконтроля, габаритно-массовые характеристики которого, обеспечили бы его эксплуатацию одним оператором вне автотранспортного средства в автономном режиме на протяжении до восьми часов.

Основная часть

1. Назначение

Блок радиоконтроля предназначен для решения задач технического радиоконтроля в диапазоне частот от 30 до 6200 МГц.

Блок обеспечивает: обнаружение излучений в диапазоне частот от 30 до 6200 МГц; выполнение плановых задач по идентификации и инструментальной оценке параметров сигналов базовых станций (БС) сетей сотовой связи, выполнение плановых задач по идентификации и инструментальной оценке параметров сигналов БС широкополосного радиодоступа, выполнение плановых задач по техническому радиоконтролю радиоэлектронных средств других радиотехнологий.

2. Варианты эксплуатации блока

Предусмотрено два варианта использования блока радиоконтроля: носимый вариант и мобильный вариант - в составе мобильной станции.

В носимом варианте использования, шасси блока с закрепленным на нем оборудованием размещается в легком пластиковом рюкзаке.

В мобильном варианте, шасси блока с закрепленным на нем оборудованием устанавливается в багажном отсеке транспортного средства мобильной станции.

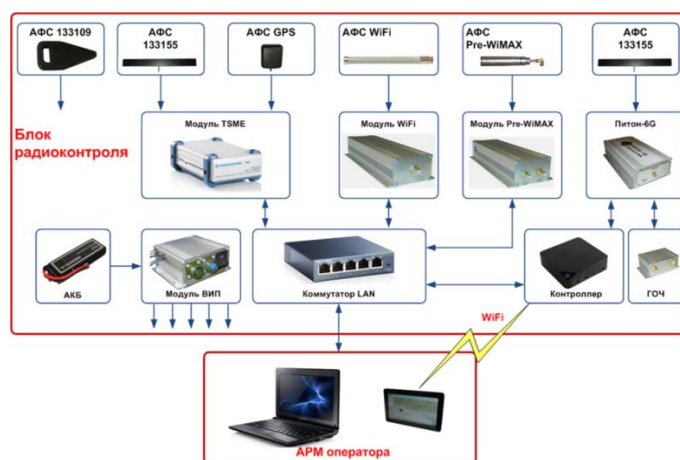
3. Функциональные возможности

Блок радиоконтроля обеспечивает: панорамное обнаружение сигналов и отображение их спектров в широкой полосе частот, автоматизированное измерение параметров радиоизлучений: напряженность поля, уровень сигнала, частота сигнала, ширина полосы частот, девиация частоты; идентификацию БС сетей сотовой связи стандартов GSM, CDMA 2000, 1xEV-DO, WCDMA, LTE, WiFi, WiMAX, Pre-WiMAX, определение загрузки каналов и диапазонов частот и определение интенсивности и активности работы источников радиоизлучений.

4. Состав

Блок радиоконтроля состоит из: шасси с элементами крепления модулей, цифрового радиоприемного устройства обнаружения и идентификации БС сетей сотовой связи и широкополосного радиодоступа WiMAX TSME фирмы Rohde&Schwarz, цифрового радиоприемного устройства обнаружения и инструментальной оценки параметров сигналов источников радиоизлучений «Питон-6G», модуля обнаружения и идентификации БС и абонентов широкополосного радиодоступа стандарта IEEE 802.11 b/g/n/ac (WiFi), модуля обнаружения и идентификации БС широкополосного радиодоступа Pre-WiMAX, контроллера, компактных антенно – фидерных устройств для использования в носимом варианте, высокостабильного опорного генератора, коммутатора локальной вычислительной сети, модуля вторичных источников питания (ВИП), аккумуляторной батареи (АКБ).

5. Структурная схема блока



6. Технические характеристики составных частей

6.1. Технические характеристики TSME R&S

Диапазон рабочих частот: от 350 до 4400 МГц.

Поддерживаемые стандарты обнаруживаемых сигналов БС: GSM, WCDMA, CDMA2000, 1xEV-DO LTE TD/FDD, WiMAX.

Чувствительность обнаружения: для GSM и WCDMA минус 124 dBm, для CDMA2000, 1xEV-DO минус 125 dBm, для LTE TD/FDD минус 149 dBm, для WiMAX минус 129 dBm.

Скорость обнаружения: для GSM-800 кан/с, для WCDMA-300 Гц, для CDMA2000-70 Гц, 1xEV-DO-20 Гц, для LTE TD/FDD-330 Гц, для WiMAX-9 кан/с.

Встроенное радиоприемное устройство местоопределения GPS/Glonass.

Габаритные размеры: 151x47x93 мм., вес: не более 0,65 кг.

6.2. Технические характеристики модуля обнаружения и идентификации БС и абонентов широкополосного радиодоступа стандарта IEEE 802.11 b/g/n/ac (WiFi)

Диапазон рабочих частот: от 2192 до 2734 МГц и от 4800 до 6100 МГц.

Поддерживаемые стандарты обнаруживаемых сигналов БС и абонентов: IEEE 802.11 b, IEEE 802.11 g, IEEE 802.11 n, IEEE 802.11 a, IEEE 802.11 ac, Рапира.

Полосы частот обнаружения: 5, 10, 20, 40, 80 МГц.

Габаритные размеры: 180x51x33мм., вес, не более 0,3кг.

6.3. Технические характеристики модуля обнаружения и идентификации БС широкополосного радиодоступа Pre-WiMAX

Диапазон рабочих частот: от 4920 до 5975 МГц.

Режим модуляции: TDD, IEEE 802.11 a.

Полосы частот обнаружения: 5, 10, 20, 40 МГц.

Габаритные размеры: 180x51x33мм.

Вес: не более 0,3 кг.

6.4. Технические характеристики цифрового РПУ

Диапазон рабочих частот: 30 - 6200МГц.

Чувствительность: минус 120дБм.

Полоса частот одновременного обзора: до 25 МГц.

Максимальная скорость сканирования полосы частот: не менее 8 ГГц/с.

Разрешающая способность по частоте: 3 Гц.

Погрешность измерения частоты входного сигнала: $1 \cdot 10^{-8}$.

Погрешность измерения уровня входного сигнала: не более 2 дБ.

Погрешность измерения ширины полосы сигнала: от 0,1 до 0,5 кГц.

Погрешность измерения девиации частоты: от 1 до 5 кГц не более $\pm 0,05$ кГц, от 5 до 100 кГц не более $\pm 0,2$ кГц.

Диапазон измерения уровня входного сигнала: не менее 110 дБ.

Габаритные размеры: 90x115x35 мм., вес: не более 0,8 кг.

6.5. Технические характеристики компактных антенно – фидерных устройств

АФС 133155. Диапазоны рабочих частот, МГц: 450 - 470, 800 - 980, 1800 -1900, 2100 – 2734, 4920-6100. КСВН < 3. Коэффициент усиления 3 dBi. Размеры 255 x 25 x 4 мм. Вес 0.1 кг.

АФС WiFi. Диапазоны рабочих частот: 2192 - 2734, 4920- 6100 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 5 dBi. Размеры 300 мм Ø 20мм. Вес 0.15 кг.

АФС Pre-WiMax. Диапазон рабочих частот: 4920 - 6000 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 5 dBi. Размеры 140 мм Ø 20мм. Вес 0.05 кг.

АФС 133109. Диапазоны рабочих частот: 2192 - 2734, 4920- 6100 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 20dBi. Размеры 400x150x30 мм; Вес 0.4 кг.

6.6. Технические характеристики вспомогательных модулей

Контроллер. CPU Intel Core i5-7200U 2.5 -3.1 GHz/RAM 4 GB/ HDD SSD 250 GB/ USB 3.0/ GigaBit Ethernet. Размеры 115.2 x 112.2 x 32.6 мм. Вес 0.39 кг.

Высокостабильный опорный генератор. Частота опорного сигнала - 10 МГц. Долговременная стабильность частоты - $1 \cdot 10^{-8}$. Форма опорного сигнала – меандр. Размеры 60 x 51x 33 мм. Вес 0.1 кг.

Аккумуляторная батарея. Тип – Li-Po 4S. Напряжение – 14,8 В. Емкость – 11000 мА/ч. Максимальный разрядный ток – 25 А. Размеры 179x40x61мм. Вес 0.7 кг.

В комплект входит 2 сменные аккумуляторные батареи, обеспечивающие общее время автономной работы блока радиоконтроля не менее 8-ми часов.

7. Варианты эксплуатации блока радиоконтроля

7.1. Носимый (автономный) вариант эксплуатации блока радиоконтроля.

Блок радиоконтроля в носимом варианте используется для проведения радиоконтроля на "закрытых" территориях (метрополитен, паркинги, торговые площадки). Шасси блока радиоконтроля размещается в рюкзаке. Общий вес не превышает 7 кг.

В носимом варианте обнаружение сигналов проводится на компактные антенны, размещенные в рюкзаке.

Электропитание блока осуществляется от сменных Li-Po батарей, которые обеспечивают время работы до 8-ми часов.

Управление оборудованием блока радиоконтроля и отображение результатов радиоконтроля осуществляется на планшетном персональном компьютере, который подключается к блоку радиоконтроля по WLAN или кабелем LAN.

7.2. Использование блока в составе мобильной станции радиоконтроля

Шасси блока радиоконтроля легко изымается из рюкзака и закрепляется в стойке для оборудования радиоконтроля в багажном отделении транспортного средства мобильной станции.

Цифровые радиоприемные устройства и модули обнаружения БС широкополосного радиодоступа подключаются к соответствующим антенно-фидерным устройствам, расположенным на крыше транспортного средства.

Электропитание блока радиоконтроля осуществляется от системы энергообеспечения транспортного средства мобильной станции.

Управление оборудованием блока радиоконтроля и отображение результатов радиоконтроля осуществляется на ноутбуке, который подключается к блоку радиоконтроля по локальной вычислительной сети. Структурная схема мобильной станции приведена на слайдах.

8. Технические характеристики и конструктивные особенности внешних антенно-фидерных систем

Биконическая АФС 133802А. Диапазон рабочих частот 1000 – 6100 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 15 - 40 dBi.

Дискоконусная АФС 133800. Диапазон рабочих частот - 300 – 6100 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 3 dBi.

Штыревая АФС 133145 с магнитным основание.: Диапазон рабочих частот 30 – 1000 МГц.

Коллинеарная АФС WiFi. Диапазоны рабочих частот 2200 – 2700, 5800 – 6100 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 5 dBi.

Коллинеарная АФС Pre-WiMAX. Диапазоны рабочих частот 5800 – 6000 МГц. КСВН < 3. Коэффициент усиления 5 dBi.

Активная АФС GPS. Рабочая частота - 1575 МГц. Коэффициент усиления 28 dBi.

Все АФС, кроме штыревой и АФС GPS, располагаются в радиопрозрачном автопенале.

9. Компонировка мобильной станции радиоконтроля

Размещение оборудования МСРК в автомобиле Renault Duster приведено на слайдах.

10. Программное обеспечение

Функционирование Блока радиоконтроля осуществляется под управлением программного обеспечения ScanXpert. С помощью программного обеспечения ScanXpert проводится сравнение идентификаторов БС сотовой связи и широкополосного радиодоступа с учетной базой данных, а также измерение параметров сигнала. Программное обеспечение ScanXpert позволяет выводить на электронную карту местности значки объектов планового радиоконтроля и изменять их цвет в зависимости от статуса: обнаруженные / измеренные. В программном обеспечении ScanXpert реализована поддержка режима потокового I/Q в полосе частот до 25 МГц, позволяющее не пропускать сигналы и визуально разделять спектры разных источников, работающих на одной частоте, как, например, БС стандарта IEEE 802.11. Программное обеспечение ScanXpert поддерживает автоматизированное формирование отчетных документов в соответствии с нормативными требованиями УДЦР.

Выводы

Положительные результаты эксплуатации опытного образца изделия подтвердили его высокую производительность при проведении работ по обнаружению, идентификации и инструментальной оценке параметров радиоизлучений базовых станций сетей сотовой связи и широкополосного радиодоступа, а также правильность принятых в процессе разработки технических и конструкторских решений.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПОТВОРЕННЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЕФЕКТИВНИХ СИГНАЛІВ З ЧАСТОТНИМ УЩІЛЬНЕННЯМ ПРИ ВПЛИВІ НАВМИСНИХ ЗАВАД

Прокопенко Є.М.

Національний університет оборони України імені Івана Черняховського
03049, м. Київ, кафедра зв'язку та автоматизації, тел. (044) 248-10-78,
e-mail: zmen2005@bigmir.net

In the work proposed mathematical model of distortion of spectrally-effective signals with frequency seals with using multiposition phase and quadrature amplitude manipulations under the influence of deliberate disturbances.

Вступ. Постійне підвищення кількості інформації, що передається по каналах зв'язку вимагає пошуку нових технічних рішень для забезпечення заданого рівня пропускну здатності.

В якості альтернативи технології ортогонального частотного ущільнення з мультиплексуванням (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM), з метою підвищення частотної ефективності каналів зв'язку пропонується використовувати спектрально-ефективні сигнали з частотним ущільненням (Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing – SEFDM). Підвищення спектральної ефективності SEFDM-сигнальних конструкцій досягається за рахунок переходу до неортогонального частотного ущільнення піднесучих частот.

Проте, аналіз SEFDM-сигнальних конструкцій виявив наступні недоліки: високий рівень міжсимвольної інтерференції в каналі; вимогливість до системи синхронізації; високий пік-фактор; висока обчислювальна складність (експоненційна залежність від кількості піднесучих частот та від об'єму каналного алфавіту піднесучих); низька завадозахищеність.

Технічно реалізувати перехід від OFDM-сигнальних конструкцій до SEFDM-сигнальних конструкцій можливо шляхом оновлення програмного забезпечення приймально-передавальних пристроїв радіозасобів, що у свою чергу не вимагає значних фінансових витрат та дозволить використовувати SEFDM-сигнальні конструкції в каналах зв'язку, що є актуальним в умовах дефіциту радіочастотного ресурсу.

У відомих публікаціях відсутній аналіз завадозахищеності SEFDM-сигнальних конструкцій, проте приведені окремі криві потенційної завадостійкості приймання SEFDM-сигналів без завадостійкого кодування з когерентним прийманням, оптимального по критерію мінімуму середньої ймовірності помилки на SEFDM-символ. В то же час для цифрових сигналів доцільно оцінювати завадостійкість приймання по критерію мінімуму ймовірності бітової помилки. При цьому у всіх розглянутих джерелах завадостійкість приймання розглядалась для низькопозиційних фазоманіпульованих (ФМ) сигналів при впливі адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ).

Тому **метою роботи** будемо вважати розробку математичної моделі спотворення спектрально-ефективних сигналів з частотним ущільненням при впливі навмисних завад.

Об'єктом досліджень при розробці моделі будемо вважати радіолінію з використанням модуляції багатьох піднесучих n з використанням в кожному підканалі сигналів з ФМ-М та КАМ-М з когерентною демодуляцією.

Основна частина

Постановка завдання.

Задано: параметри передавального пристрою і каналу $\Psi = \{\psi_i\}$, $i = \overline{1, n}$, де $\Psi_1 \dots \Psi_n$ – кількість (сукупність) піднесучих, потужність передавача, відношення сигнал/шум в каналі (задається для кожного підканалу окремо), робоча частота, види модуляції, мінімально необхідна швидкість передачі інформації (необхідна пропускну здатність), смуга пропускання каналу, набір коригувальних кодів з відповідними параметрами: швидкість коригувального коду, граничне значення відношення сигнал/шум в каналі, при

якому коригувальний код починає давати вигоду порівняно з модуляцією без кодування. Початковий режим роботи, який забезпечує мінімально необхідну швидкість передачі інформації $v_{\text{інф}}$, передбачає використання усіх доступних піднесучих, сигнали з маніпуляцією типу ФМ-М та КАМ-М та коригувального коду із заданою швидкістю ($R = 0,5$).

Необхідно: отримати аналітичні вирази для оцінювання ймовірності помилки приймання сигналів для систем з SEFDM-сигнальних конструкцій з використанням сигналів типу ФМ-М та КАМ-М.

Обмеження: вид коригувального коду – турбо-коди зі швидкостями $R = \frac{1}{4}, \frac{2}{5}, \frac{1}{2}, \frac{3}{5}, \frac{3}{4}$; вид сигналу – ФМ-М та КАМ-М, розмірність маніпуляції $2 \leq M \leq 256$, кількість піднесучих N ($N = 256$); максимально допустима ймовірність помилкового приймання сигналів $P_{\text{інф}} = 10^{-6}$. В залежності від системних вимог вказані обмеження можуть змінюватись. Вид завад-шумова загороджувальна в частині смуги.

Допущення: стан передатної характеристики каналу $H_{\text{сaa}}$ перед передачею чергового SEFDM-символу відомий та не змінюється під час передачі символу: $H_{\text{сaa}} = \sum_{i=1}^N H_i$, де H_i - передатна характеристика i -го підканалу; амплітудна характеристика підсилювача потужності передавача лінійна, нелінійні спотворення сигналу відсутні, потужність передавача є незмінною $P_{\text{іда}} = \text{const}$.

Як відомо, найбільш універсальною та стійкою до різних способів підвищення завадостійкості сигналів при прийманні є шумова загороджувальна завада, модель якої може бути подана обмеженим у смузі частот АБГШ з нульовим середнім та рівномірним розподілом спектральної щільності потужності.

Проведемо аналітичне представлення SEFDM-сигнальних конструкцій.

Низькочастотний аналоговий SEFDM-символ $s_{A,\varepsilon}^{(o)}(t)$ може бути аналітично записаний наступним чином:

$$s_{A,\varepsilon}^{(o)}(t) = \sum_{k=-n/2}^{n/2-1} C_n^{(o)}(k) \exp(j2\pi k \Delta f t), \quad (1)$$

де o - номер SEFDM-символу, n - кількість піднесучих частот, $C_n^{(o)}(k)$ - маніпуляційний символ на (k) піднесучій o FDM символу, Δf - рознесення сусідніх піднесучих частот.

В зазначеній роботі будуть розглядатися SEFDM-сигнали з прямокутною формою. Однією з важливих характеристик сигналів з SEFDM є коефіцієнт частотного ущільнення піднесучих частот: $\alpha = \Delta f T$, де T - тривалість SEFDM-символу. Для сигналів з OFDM $\alpha = 1$, в той же час для SEFDM $\alpha < 1$.

Низькочастотний дискретний SEFDM-символу при виборі значення частоти дискретизації $F_s = n\Delta f$ записується наступним чином:

$$s_{D,\varepsilon}^{(o)}(i) = \sum_{k=-n/2}^{n/2-1} C_n^{(o)}(k) \exp\left(j2\pi \frac{k(i + 0,5 + \varepsilon L)}{n}\right), \quad (2)$$

де $|\varepsilon| \leq 0,5$ - випадкова константа, що задає зсув сигналу в часовій площині.

На вхід приймача надходить сигнал у вигляді

$$y(t) = \mu \cdot S_{A,\varepsilon}^{(r)}(t) + i(t), \quad t \in [\varepsilon T; T + \varepsilon T], \quad (3)$$

де $S_{A,\varepsilon}^{(r)}(t)$ - r -й варіант SEFDM-символу; μ - коефіцієнт, що характеризує затухання сигналу в процесі поширення; $i(t)$ - адитивна завада, що приймає комплексне

значення в кожний момент часу. Далі будемо розглядати частковий випадок, при якому завада буде приймати вигляд адитивного білого гаусівського шуму, а приймальному пристрою точно відома форма всіх відомих $S_{A,\varepsilon}^{(r)}(t)$ сигналів, що передаються.

Використовуючи результати досліджень що наведені в відомих роботах, отримаємо формулу для розрахунку ймовірності помилки для перших двох біт для сигналів типу ФМ- M SEFDM-символу

$$P_{b1} = P_{b2} = \frac{4}{M} 1 - \Phi \left(\sqrt{2Q_i^2} \sin \left[\frac{(2i-1)}{M} \pi \right] \right), \quad (4)$$

де Q_i^2 - відношення сигнал-шум, M -позиційність сигналу, $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ -

функція Крампа, тоді отримаємо ймовірність бітової помилки для перших двох біт та для біт $i \geq 3$ SEFDM-символу:

$$P_{bi} = \frac{2^{i+1}}{M} \sum_{j=1}^{\frac{M}{4}} (-1)^{\text{mod} 2 \left[\frac{j-1}{2^{K+1-i}} \right]} T \left(\sqrt{2Q_i^2} \sin \frac{(2j-1)\pi}{M}, \text{ctg} \frac{(2j-1)\pi}{M} \right), \quad (5)$$

де $i \geq 3$, позиційність модуляції $M=2^K$, де K -кількість біт, що переноситься однією сигнальною точкою, (i, j) - координати точки сигнально-кодової конструкції, $T(v,a)$ - функція Оуена яка призначена для обчислення функції двовимірного нормального розподілу.

Середня арифметична ймовірність помилки по всім індивідуальним бітам у піднесучій знаходиться як середнє арифметичне від суми середніх ймовірностей помилки в кожному i -му біті:

$$P_b = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K P_{bi}. \quad (6)$$

Якщо припустити, що забезпечується ідеальна частотна синхронізація, нелінійні спотворення сигналу відсутні тоді піднесучі можна вважати незалежними між собою і завадостійкість для кожної окремої піднесучої групового сигналу з SEFDM можна розрахувати за відомими з теорії потенційної завадостійкості формулами. Загальну ймовірність помилки P_6 для сигналу знайдемо як суму ймовірностей помилкового приймання по всіх піднесучих, враховуючи те, що швидкість передачі (а значить і кількість інформації, що передається) у кожному підканалі в n разів менша від загальної швидкості групового сигналу:

$$P_{\hat{a}} = \sum_{i=1}^n \frac{P_{\hat{a}i}}{n}. \quad (7)$$

Ймовірність помилкового приймання в окремому i -му підканалі SEFDM можна визначити за виразом (7):

$$P_{\hat{a}i} = \frac{1}{2} \left[1 - \hat{O} \left(\sqrt{\frac{2E_{\hat{a}i}}{G_{0i}}} \right) \right], \quad (8)$$

де $E_{\hat{a}i}$ - енергія сигналу, G_{0i} - спектральна щільність потужності шуму,

При наявності навмисних завад, повна спектральна щільність потужності шуму в загальній смузі частот зростає з G_0 до $G_0 + G_{\zeta}$ і вираз (8) з урахуванням виразу (7) можна записати:

$$P_{\hat{a}} = \sum_{i=1}^n \frac{\frac{1}{2} \left[1 - \hat{O} \left(\sqrt{\frac{2E_{\hat{a}i}}{G_{0i} + G_{\zeta}}} \right) \right]}{n}. \quad (9)$$

Якщо позначити $Q_i^2 = \frac{E_{\acute{a}i}}{G_{0i} + G_{\zeta}}$ (відношення сигнал/шум в i -му підканалі), то формула (9) перетворюється до вигляду:

$$P_{\acute{a}} = \sum_{i=1}^n \frac{1}{2} \left[1 - \hat{O} \left(\sqrt{2Q_i^2} \right) \right]. \quad (10)$$

Очевидно, що при достатньому енергетичному ресурсі станції завод у випадку постановки широкопasmової загороджувальної завади, яка перебиває весь спектр системи з багатьма несучими та створює спектральну щільність потужності завади G_z , яка збільшує ймовірність помилкового приймання до недопустимого значення, єдиним виходом є перехід на іншу робочу частоту. Забезпечення електромагнітної сумісності, радіопомітності звужують можливість застосування СЗ загороджувального типу, особливо в угрупованнях радіоелектронних засобів.

Розглянемо вплив на радіолінію з багатьма несучими шумової завади в частині смуги. Для спрощення аналітичного виразу зробимо припущення, що ширина спектра завади є такою, що перебиває ціле число піднесучих. Отже, параметр γ можна виразити так: $\gamma = m/n$, де m – кількість несучих, в спектрі яких потрапляє завада. Тоді, загальну ймовірність помилкового приймання в даній системі можна виразити наступним чином:

$$P_{\acute{a}} = \sum_{i=1}^{n-m} \frac{1 - \hat{O} \left(\sqrt{\frac{2E_{\acute{a}i}}{G_{0i}}} \right)}{2n} + \sum_{j=1}^m \frac{1 - \hat{O} \left(\sqrt{\frac{2E_{\acute{a}j}}{G_{0j} + G_{\zeta}/\gamma}} \right)}{2n}. \quad (11)$$

У більшості випадків постановки навмисних завод справедливим є припущення $G_{\zeta} \gg G_0$. Тому, за наявності навмисних завод значенням G_{0i} можна знехтувати. Тоді вираз (11) спрощується до вигляду:

$$P_{\acute{a}} \approx \gamma \cdot \frac{1}{2} \left[1 - \hat{O} \left(\sqrt{\gamma \cdot \frac{2E_{\acute{a}i}}{G_{\zeta}}} \right) \right] = \gamma \cdot \frac{1}{2} \left[1 - \hat{O} \left(\sqrt{\gamma \cdot Q_i^2} \right) \right]. \quad (12)$$

Висновки

1. В роботі розроблена математична модель спотворення сигналу з SEFDM-сигнальними конструкціями при впливі шумової загороджувальної завади та шумової завади в частині смуги.

Відмінність розробленої моделі від відомих полягає в тому, що вона встановлює нові аналітичні залежності ймовірності помилкового приймання SEFDM-сигнальних конструкцій від характеристик навмисних шумових завод, а саме спектральної щільності потужності та коефіцієнта перекриття спектра сигналу (ширини смуги завади).

2. Розроблена модель дозволяє: провести кількісну оцінку негативного впливу даних видів завод на якість зв'язку, що визначається ймовірністю помилкового приймання; отримати математичні співвідношення при дії інших видів завод (полігармонійна та ретрансльована завади);

визначити заходи, спрямовані на боротьбу з навмисними заводами; проводити імітаційне моделювання радіоліній з використанням SEFDM-сигнальних конструкцій в умовах дії навмисних завод.

Напрямок подальших досліджень слід вважати розробку математичної моделі спотворення сигналу з SEFDM-сигнальними конструкціями, що буде враховувати інші канальні характеристики та їх вплив на заводостійкість сигналу.

МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ В КОГНІТИВНИХ РАДІОМЕРЕЖАХ

Свергунова Ю.О., Лисечко В.П.

Український державний університет залізничного транспорту
61050, Харків, площа Фейєрбаха 7, кафедра «Транспортний зв'язок»,
+380983946240, E-mail: sverhunovayuliia@gmail.com, lysechko@ukr.net.

The proposed work includes the general principles of the method for increasing subscriber capacity cognitive radio networks, based on the elements of quasiorthogonal frequency-division multiplexing channels. The method is based on using quasiorthogonal frequency-division multiplexing channels, feature of which is using for individual frequency distribution of subcarrier between different frequency plans in shared frequency band, which can increase the number of subcarriers in cognitive radio network in the overall frequency band. The method of determining frequency subcarrier positions that coincide with QOFDM significantly simplify frequency allocation plans between subcarriers of the same network and provides reducing multiple access interference in cognitive radio network.

Вступ. В сучасних умовах при використанні частотного ресурсу актуальним є питання застосування когнітивних радіомереж, які використовують вільні ділянки частот для вторинного завантаження своїми користувачами. Однак, в результаті багатостанційного доступу можливе виникнення частотних колізій, тобто одночасного використання різними абонентами однієї і тієї ж смуги частот.

Таким чином, **актуальність** теми дослідження визначається необхідністю розробки нових методів підвищення ефективності застосування когнітивних радіомереж та підвищення ефективності використання частотного ресурсу.

Метою дослідження є підвищення ефективності використання когнітивних радіомереж за рахунок застосування квазіортогонального доступу на піднесних частотах.

Об'єктом дослідження виступає процес формування ансамблів складних сигналів для когнітивних радіомереж.

Предмет дослідження – методи формування ансамблів складних сигналів збільшеного об'єму.

Основна частина Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити наступні часткові задачі:

1. Розробити метод квазіортогонального доступу на піднесних частотах, який базується на неортогональному використанні частотних смуг підканалів.
2. Розробити метод визначення співпадінь позицій частотних піднесних при QOFDM.
3. Здійснити дослідження взаємкореляційних властивостей сформованих частотних планів на основі квазіортогонального доступу на піднесних частотах.

В результаті вирішення першої часткової задачі було розроблено метод квазіортогонального доступу на піднесних частотах (QOFDM), заснований на елементах ортогонального частотного розподілу каналів з мультиплексуванням (OFDM).

Сутність **ортогонального частотного розділення каналів** полягає в розділенні цифрового потоку на велике число паралельних субпотоків, кожен з яких передається на окремій піднесній частоті. В OFDM сигналі реалізовано лінійний розподіл піднесних частот, тобто величини рознесення між ортогональними піднесними є однаковими. Смуга частот, в якій відбувається мультиплексування для всіх сигналів однакова.

Метод неортогонального частотного розділення (N-OFDM) заснований на ущільненні частотних каналів за рахунок передачі несних на неортогональних частотах і подальшому розрізненні сигналів в приймальному тракті з впровадженням методів обробки сигналів зі сверхрелеєвським розподілом по частоті.

Сутність же квазіортогонального частотного розділення сигналів також полягає у використанні нелінійного рознесення піднесних частот, тобто для кожного частотного

плану кількість піднесних є різною (N), всі частотні плани в ансамблі мають різні величини рознесення між піднесними (Δf) при тому, що всі сигнали передаються в каналі в однаковій смузі частот (ΔF).

Аналітичний вираз, який описує QOFDM являє собою вдосконалену формулу формування OFDM сигналу. Вигляд сигналів ансамблю із використанням QOFDM наведено на рисунку 1. Частотні позиції, які співпали при попарному порівнянні частотних планів позначаються вертикальними стрілками.

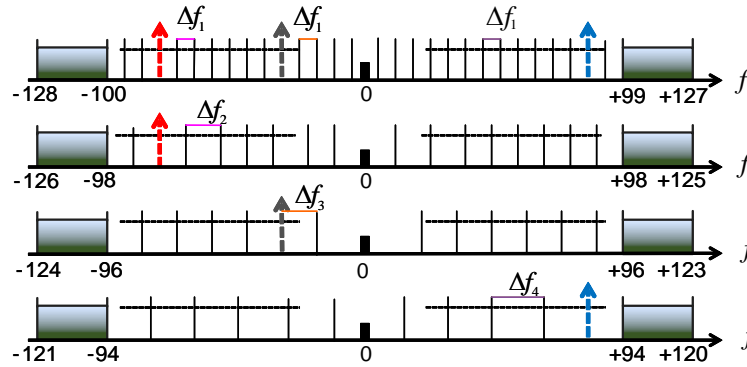


Рисунок 1 – Вигляд сигналів ансамблю із використанням QOFDM

Для вирішення другої часткової задачі було розроблено метод визначення позицій співпадінь частотних піднесних при порівнянні частотних планів один з одним. В результаті неоднакових варіантів розподілу піднесних частот виникає задача визначення збігу позицій в різних частотних планах ансамблю, для вирішення якої було використано вирази

$$B_{ij}(\Delta f) = \int_{F_{\min}}^{F_{\max}} S_i(\Delta f_i) \cdot S_j(\Delta f_j - \Delta) d\Delta f \quad \text{та} \quad B_{ij}(\Delta f) \leq \frac{1}{\sqrt{n_i \cdot n_j}}.$$

З метою перевірки кількості співпадінь було побудовано залежність функції взаємної кореляції (ФВК) між частотними планами від кількості піднесних частот в кожному частотному плані. З рисунку видно, що одночасно співпадає не більше ніж по одній позиції у кожній із двох порівнюваних послідовностей. Таким чином, кількість частот, які співпали, буде дорівнювати на одну менше ніж кількість частотних планів в ансамблі.

Було побудовано імітаційну модель методу, характеристики якої занесено до таблиці. Потім побудовано залежність максимальних викидів бічних пелюстків функції взаємної кореляції частотних планів при різному значенні ширини смуг підканалів та кількості піднесних частот. З рисунку видно, що зі зміною ширини підканалів ΔF та кількості піднесних N_i , збільшується значення рівня взаємної кореляції між частотними планами, але не перевищує допустимого значення, яке було встановлене як 10% від максимального рівня.

Було здійснено статистичний аналіз взаємнокореляційних властивостей складних сигналів, утворених на основі QOFDM, а саме проведено розрахунок математичного очікування та середньоквадратичного відхилення максимальних викидів бічних пелюстків ФВК двох порівнюваних планів. Результати дослідження властивостей таких сигналів дозволяють оптимізувати процес вибору параметрів сигналів, що забезпечують підвищення об'єму ансамблів сигналів при низькій взаємодії в частотній області.

Висновки. Таким чином, навіть при збільшенні ширини смуги до граничного значення, властивого протоколу IEEE 802.20, тобто 15 кГц, ступінь взаємної кореляції частотних планів буде задовільним. Сукупне застосування запропонованих методів забезпечить орієнтовне підвищення абонентської ємності когнітивної радіомережі в число разів, кратне кількості синтезованих частотних планів.

**ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС РЕЗ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ
СТАНДАРТІВ DVB-T/T2 З РЕЗ РУХОМОГО ЗВ'ЯЗКУ СТАНДАРТУ LTE В СМУЗІ
РАДІОЧАСТОТ 470 – 862 МГц**

Кокотов О.В., Бондаренко А.В.
ДП «Український державний центр радіочастот»
03179, м. Київ, пр. Перемоги, 151
тел. (044) 702-10-00, E-mail: kokotov@ucrf.gov.ua

The next stage of mobile communication development in Ukraine is the 4G introduction. The GSM, UMTS and LTE simultaneous operation results to the radio frequency resource shortage. One of the way to overcome this problem is to use the radio frequency bands of the first and the second digital dividend for mobile communication networks, as in European countries. The report considers the mechanisms of interference influence between the LTE and DTT REFS. Also, the report represents the recommendations ensuring the EMC of DVB-T and DVB-T2 with LTE.

Смуга радіочастот 790 - 862 МГц є гармонізованою смугою радіочастот, яка розподілена WRC-07 для мереж мобільного стільникового зв'язку ІМТ (як правило, LTE800) у Регіоні 1. Ця смуга радіочастот є прилеглою до смуг радіочастот, які в найближчій перспективі будуть зайняті ЦНТВМ стандартів DVB-T та DVB-T2. Частотний план для LTE800 був розроблений СЕРТ [1,2] для двох парних смуг радіочастот 2 x 30 МГц з дуплексним інтервалом 11 МГц, він заснований на блоках розміром 5 МГц і має зворотний напрямок дуплексу (низхідна лінія FDD починається з 791 МГц, а висхідна лінія зв'язку FDD починається з 832 МГц), це дозволяє розгортання LTE FDD блоками по 5 МГц або по 10 МГц. Для отримання частотного плану з блоками по 10 МГц, блоки по 5 МГц мають бути об'єднані попарно.

Смуга радіочастот 694-790 МГц є також гармонізованою смугою радіочастот, яка розподілена на ВКР-12 рухомій, за винятком повітряної рухомої, службі на первинній основі і яка виділена для ІМТ (як правило, LTE) у Районі 1. Умови використання первинного розподілу рухомої служби в смузі частот 694-790 МГц у Районі 1 були визначені ВКР-15.

Частотний план для LTE700, на відміну від частотного плану для LTE800, має не зворотний напрямок дуплексу, а прямий (низхідна лінія FDD починається з 703 МГц, а висхідна лінія зв'язку FDD починається з 758 МГц), це обумовлює те що рівень позасмугових випромінювань абонентського обладнання LTE (АО) має особливе значення для ЦНТВМ на території Європи [4,5].

Частотним планом LTE800 передбачена захисна смуга шириною 1 МГц між верхньою межею 60 телевізійного каналу (ТВК) ЦНТВМ і першим блоком радіочастот низхідної лінії зв'язку базової станції LTE. Завдяки невеликому захисному інтервалу та враховуючи те що між трансляцією ЦНТВМ і експлуатацією мобільних мереж стільникового зв'язку є суттєві відмінності, існують деякі сценарії завадового впливу. Це необхідно враховувати для того щоб забезпечити електромагнітну сумісність між стільниковим зв'язком та ЦНТВМ. Ці сценарії завадового впливу LTE800 на ЦНТВМ в смузі радіочастот 790 - 862 МГц можуть бути описані наступним чином:

у 59 - 60 ТВК за рахунок позасмугових випромінювань передавачів БС LTE800 [3];

у 57 - 60 ТВК блокування вхідних ланцюгів приймача DVB-T/T2 за рахунок сильного сигналу передавачів БС LTE800 при перевищенні захисних відношень сигнал/завада для ЦНТВМ;

у верхніх ТВК від сигналу на дзеркальній частоті термінального обладнання LTE800;

блокування вхідних ланцюгів приймача DVB-T/T2 через сильний сигнал термінального обладнання LTE800.

Механізми завадового впливу, які описані вище, є наслідком характеристик приймачів, передавачів і обраного СЕРТ частотного плану FDD з вузькою захисною

смугою між LTE800 та ЦНТВМ. Проблеми завадового впливу будуть особливо відчутні на краю зон обслуговування передавачів ЦНТВМ у верхніх 57 - 60 ТВК, при цьому 60 ТВК буде особливо вразливим від радіозавад з боку LTE800.

Для зменшення завадового впливу пропонується ряд рішень:

1) Використання смугових фільтрів з високою крутизною в передавачах БС LTE800 для забезпечення додаткового захисту. Цей варіант доцільно використовувати в останню чергу, коли інші методи не дають результат.

2) Обмеження ЕІВП базових станцій, зони обслуговування яких перетинаються з зонами покриття РЕЗ ЦНТВМ, що працюють на 60 ТВК. Як правило, цей спосіб доцільно використовувати в тих областях, де виявлено, що конкретна БС LTE800 (або тільки один з її секторів) викликають завадовий вплив на велику кількість приймачів ЦНТВМ.

3) Вибір поляризації антени передавачів БС LTE протилежної до тієї, що використовують передавачі ЦНТВМ 59 - 60 ТВК, якщо їхні зони обслуговування перетинаються.

4) Перенаправлення антени приймача ЦНТВМ на альтернативний найближчий РЕЗ DVB-T/T2, там де охоплення території ЦНТВМ це дозволяє.

5) Використання направлених антен для прийому DVB-T/T2 радіосигналу. Ефективність застосування цього способу залежить від частотних характеристик приймальної антени та її діаграми направленості. При завадовому впливі на приймач ЦНТВМ, в першу чергу, треба спробувати дещо змінити кут напрямку антени ЦНТВМ, що може привести до зниження рівня приймаемого завадового радіосигналу від БС LTE800 і, таким чином, поліпшити умови для прийому DVB-T/T2 радіосигналу.

6) Усунення завад за рахунок спільного використання сайту (антенної щогли) для передачі радіосигналу ЦНТВМ та радіосигналу БС LTE800, тим самим гарантуючи, що різниця між бюджетами радіолінії ЦНТВМ і LTE800 у приймачі DVB-T/T2 буде падати в межах, які визначені захисними співвідношеннями. Це дозволить усунути ефект від того що різниця між радіосигналами БС та ЦНТВМ буде менше захисного відношення за рахунок того, що РЕЗ ЦНТВМ розташований на більшій відстані ніж БС.

7) Використання відповідного попереднього підсилювача радіосигналу DVB-T/T2. Попередні підсилювачі повинні розташовуватися якомога ближче до антени (краще безпосередньо на антені), щоб виключити можливість виникнення додаткового шуму, спричиненого з'єднувальними елементами між антеною та підсилювачем.

8) Усунення радіозавад, які проникають на вхід приймача ЦНТВМ через елементи антенного спуску.

9) Розгляд альтернативних частотних планів для діапазону LTE800. Наприклад, частотний план СЕРТ для TDD [2] дозволить забезпечити більший захисний інтервал між мобільною і радіомовною службами. Це дозволило б спростити проектування фільтрів, які можуть розв'язати між собою приймачі ЦНТВМ і передавальне обладнання LTE800.

В смузі радіочастот 694 - 790 МГц розрахунки, які були проведені для найгіршого випадку, показують, що для збереження частки зачеплених завадою домогосподарств на низькому рівні, межа позасмугових випромінювань АО LTE700 не повинна перевищувати -56 дБм/8 МГц на частотах 694 МГц і нижче. У разі використання рекомендації СЕРТ щодо встановлення рівня позасмугових випромінювань -42 дБм/8 МГц на частотах 694 МГц і нижче, завада зачепить до 40% домогосподарств, а з встановленням додаткових ФНЧ на вході ТВ приймачів кількість випадків зачеплених домогосподарств може становити до 14% від їхньої загальної кількості. Такі випадки включають наступні сценарії:

- фіксований прийом ЦНТВМ з використанням верхніх ТВК (наприклад, 48 ТВК) при низькому рівні сигналу (наприклад, на краю зони покриття);

- фіксований прийом ЦНТВМ з використанням верхніх ТВК (наприклад, 48 ТВК) в безпосередній близькості від точки доступу рухомої служби (автобусні зупинки, місця проведення культурно-масових заходів і т. д.);

- фіксований прийом ЦНТВМ з використанням активних компонентів (щоглових

підсилювачів або активних антен).

Крім того до цих сценаріїв слід включити і портативний прийом ЦНТВМ з використанням верхніх ТВК (наприклад, 48 ТВК), який також буде суттєво потерпати від завад з боку АО LTE700.

Основним методом ослаблення дії завади від АО LTE700 на приймаючій стороні ЦНТВМ є встановлення ФНЧ між антеною і тюнером приймача ЦНТВМ. Однак такий фільтр ніяк не впливає на позасмугові випромінювання АО LTE700, які потрапляють до прийомного каналу тюнерів ЦНТВМ.

Якщо встановлення ФНЧ не вирішує остаточно проблему або якщо кількість випадків завад через вплив АО LTE700 в деяких областях є значним, то потрібно загальне обмеження потужності передавачей АО в цих областях на більш низькому рівні. Це передбачає втручання регуляторного органу та проведення відповідних дій від оператора мобільної мережі, які можуть розглянути наступні захисні заходи:

1) Мінімальне, за можливістю, використання при плануванні ЦНТВМ смуги частот 48 ТВК.

2) Розподіл першого блоку розміром 5 МГц для висхідного каналу LTE700 (703-708 МГц).

3) Встановлення обмеження потужності для АО LTE700 в областях використання каналу 48 ТВК.

4) Надання, при необхідності, абонентам ЦНТВМ, що потерпають від завад з боку LTE700, ФНЧ з частотою зрізу 694 МГц.

5) Одним з ефективних шляхів вирішення проблем з завадовим впливом на ЦНТВМ від LTE800 є скорочення робочого діапазону приймачів ЦНТВМ з 470 - 862 МГц до 470 - 694 МГц.

З точки зору абонента ЦНТВМ, також корисним буде усунення завад, які проникають на вхід приймача ЦНТВМ через елементи антенного спуску, як і у випадку з LTE800.

Література

1. CEPT Report 31 "Frequency (channelling) arrangements for the 790-862 MHz band" (Task 2 of the 2nd Mandate to CEPT on the digital dividend), 30 October 2009.

2. ECC Decision of 30 October 2009 on harmonised conditions for Mobile/Fixed Communications Networks (MFCN) operating in the band 790-862 MHz.

3. Commission decision of 6 May 2010 on harmonised technical conditions of use in the 790-862 MHz frequency band for terrestrial systems capable of providing electronic communications services in the European (2010/267/EU).

4. CEPT Report 60 "To develop harmonised technical conditions for the 694-790 MHz ('700 MHz') frequency band in the EU for the provision of wireless broadband and other uses in support of EU spectrum policy objectives", Report B from CEPT to the European Commission in response to the Mandate, 01 March 2016.

5. ECC Decision (15)01 "Harmonised technical conditions for mobile/fixed communications networks (MFCN) in the band 694-790 MHz including a paired frequency arrangement (Frequency Division Duplex 2x30 MHz) and an optional unpaired frequency arrangement (Supplemental Downlink)", 06 March 2016.

КОМПЛЕКСУВАННЯ ЗОБРАЖЕНЬ В МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНИХ СИСТЕМАХ МОНІТОРИНГУ З СЕНСОРАМИ РІЗНОЇ ФІЗИЧНОЇ ПРИРОДИ

Гривачевський А.П., Зубков А.М., Лазько Л.В., Мимріков Д.О., Прудюс І.Н.,
Фабіровський С.Є.

Національний університет “Львівська політехніка”

79013, Львів, вул. Ст. Бандери, 12, каф. РЕПС, тел. (032) 258-25-19,

E-mail: ahryvachevskiy@gmail.com, iprudus@polynet.lviv.ua, fabirovskii@gmail.com

The approach and monitoring system for multidimensional and multispectral data fusion is considered in the paper. It is shown that synchronous in time data acquisition with spatially well matched multispectral sensors with further data fusion leads to gaining of advantages of separate partial sensors and minimizing of negative influence related to each sensors working separately.

Вступ. Мультиспектральні системи моніторингу знаходять широке застосування у народному господарстві (екології, сільському господарстві, транспорті, медицині тощо), науці та військовій техніці для виявлення, розпізнавання та ідентифікації повітряних, наземних і надводних об'єктів.

Саме в цілях поєднання інформаційних та експлуатаційних переваг парціальних каналів спостереження, які функціонують в різних ділянках спектру електромагнітних хвиль (ЕМХ) в єдиній інтегрованій системі доцільно розробити методи та алгоритми підвищення ефективності систем моніторингу. Зазначене поєднання переваг кожного з парціальних каналів спостереження є можливим через комплексування активних і пасивних каналів, яке полягає у сукупності технічних рішень на програмному та апаратному рівнях, тобто конструктивне і інформаційне комплексування. Окремі парціальні канали характеризуються як перевагами так і недоліками, наприклад: активний радіолокаційний канал має дальнісну та доплерівську роздільні здатності є всепогодним та може працювати при відсутності освітлення, але як недоліки має невелику кутову роздільну здатність та відносно великі габарити та вагу. Інфрачервоний канал (ІЧ) характеризується високою кутовою роздільною здатністю, малими габаритами та вагою, можливістю роботи в умовах відсутності освітлення, але має невелику – дальність дії та відсутність дальнісної і доплерівської роздільних здатностей. Видимий канал характеризується надвисокою роздільною здатністю малими габаритами та вагою, але при наявності завад та недостатньому освітленні його інформативність зменшується. Тому розробка та удосконалення існуючих мультиспектральних систем моніторингу з сенсорами різної фізичної природи з метою підвищення їх інформативності є перспективною. В результаті роботи такої системи буде можливим практично одночасне одержання інформації про досліджуваний об'єкт, такої як, геометричні розміри, дальність до нього, його швидкість, температура, зовнішній вигляд і т.д.

Основна частина. На рис. 1 представлена удосконалена структурна схема багатоспектрального виявлювача наземних об'єктів [1] (патент України на винахід № 94566 шляхом введення видимого спектрального каналу. Багатоспектральний виявляч узгоджено у просторі і синхронно у часі здійснює одночасне сканування ділянки земної поверхні такими парціальними каналами:

- активним когерентним радіолокаційним (РЛ), який містить антену 1, циркулятор розв'язки «прийом-передача» 2, приймальний пристрій 4 та передавальний пристрій РЛ каналу 3;
- пасивним радіометричним (РМ), який містить антену 1, циркулятор розв'язки «прийом-передача» 2, приймальний пристрій 5. Причому РЛ та РМ каналами спільно використовується антена 1 і циркулятор розв'язки «прийом-передача» 2;
- інфрачервоним, який містить об'єктив 6 і приймальний пристрій теплового випромінювання 7;

– видимим, який містить об’єкт, сенсор зображення 8 та пристрій обробки сигналів 9.

Сигнали відповідних парціальних каналів надходять через керовані ключі 10 на один із входів блоку виявлення 11, який забезпечує порівняння їх з порогом та роботу алгоритму лінійного сумування їх амплітуд. Для виключення проходження на вхід блоку виявлення 11 сигналів ураженого завадою парціального каналу, а також підвищення ймовірності правильного виявлення шляхом використання переваг парціальних каналів різної фізичної природи сигнали відповідних парціальних каналів через керований комутатор 12.1 подаються на перший і другий блоки відбору сигналу по максимуму 12.2, 12.3, в яких визначаються за критерієм максимуму відношення сигнал/завада працездатні канали [2]. Блок управління керованим комутатором 12.4 забезпечує перемикання виходів парціальних каналів з метою їх ранжування за пріоритетністю.

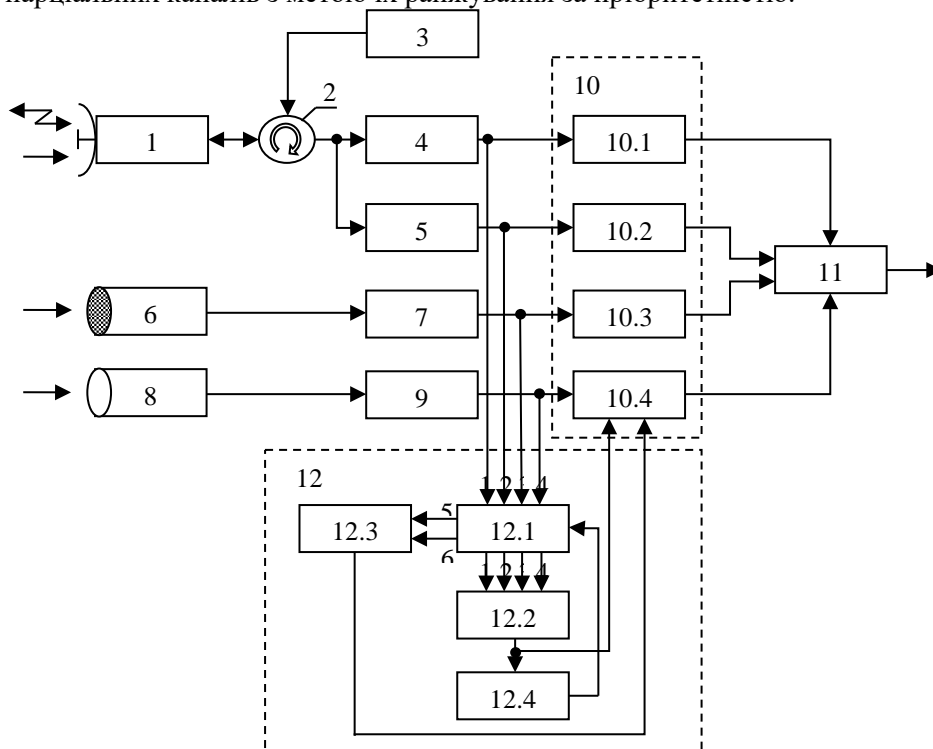


Рис. 1. Багатоспектральний виявляч наземних об’єктів

Застосування аналізатора завадової обстановки 12 сумісно з керованими ключами дозволяє формувати ознаки виявлення наземного об’єкту на виході блоку виявлення 11 тільки по сигналам парціального каналу (каналів), в якому забезпечується найвище відношення сигнал/завада і, як наслідок, підвищення завадозахищеності, покращення ймовірності правильного виявлення і якості моніторингу – за рахунок врахування кутових роздільних здатностей видимого та ІЧ каналу та роздільних здатностей по дальності і доплерівській частоті активного РЛ каналу.

Для моделювання процесу формування зображень в радіолокаційному каналі розроблено тестову модель [3] (рис. 2), яка є сукупністю матриць $Z_i[N \times M]$ (де N – кількість стовпців, M – кількість рядків), кожна з яких представляє собою набір значень i -тих параметрів в дискретному вигляді. В представленій моделі введено матриці наступних параметрів: матриця розподілу віддалей $R(k,l)$ від точки спостереження до точки об’єкта (сцени); матриця розподілу кутів нахилу $\Omega(k,l)$ для кожної точки сцени відносно нормалі до центру прямокутної матриці; матриця розподілу радіояскравісних контрастів; матриця комплексних параметрів коефіцієнтів відбиття від вибраної поверхні

об'єкта (сцени) для заданої довжини хвилі; матриця розподілу параметрів середовища об'єктів і сцени; матриця розподілу випадкової фази дифузної складової сигналу, параметри якої залежать від шорховатості поверхні.

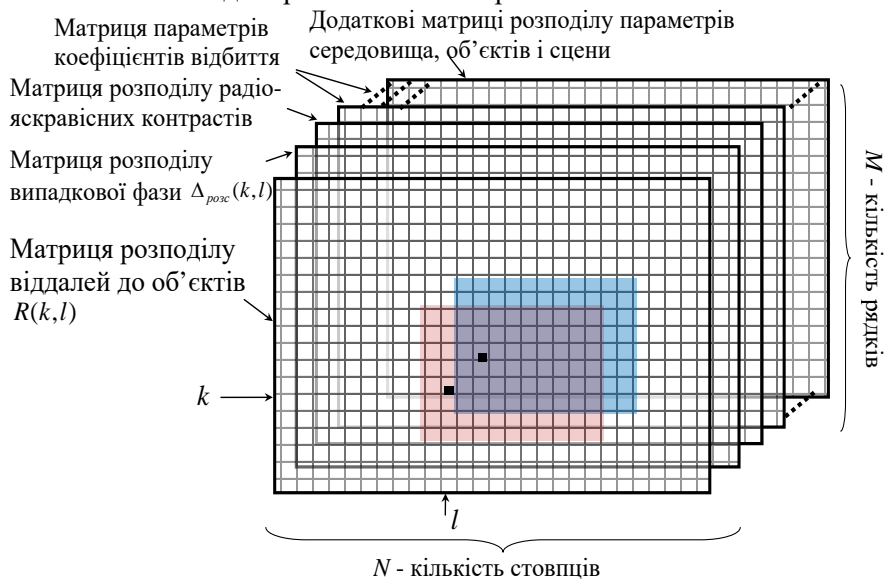


Рис. 2. Модель формування параметрів вхідного зображення

Відомо досить велике число різних дво- і трьох-спектральних систем моніторингу, в яких застосовуються різні підходи до комплексування зображень. Проте в більшості опублікованих у вільному доступі працях, що присвячені даній задачі, не враховується просторова неузгодженість зображень [4, 5], яка зумовлена конструктивними особливостями мультиспектральних систем. Тим не менш, в цих роботах задачу комплексування розбивають на два етапи: прив'язку зображень і безпосередньо синтез комплексованого зображення.

Під прив'язкою зображень слід розуміти процес приведення до єдиної системи координат декількох зображень однієї і тієї ж сцени. Дані зображення можуть бути отримані в різний час, з різної точки спостереження або, як у нашому випадку, з різних сенсорів, причому дані сенсори є різної фізичної природи, що значно ускладнює завдання їх прив'язки.

По причині різної роздільної здатності сенсорів РФП і відносної просторової деформації вихідних зображень, пряме застосування методів комплексування зображень в мультиспектральних систем моніторингу є неможливим. Різна роздільна здатність зумовлена різним форматом сенсорів та різною просторовою деформацією та вимагає додаткової обробки отриманої інформації з метою корекції геометричних спотворень та узгодження розмірності сформованих зображень.

Нижче розглянемо суміщення двох зображень сцени, одне з яких сформоване сенсором видимого каналу, а інше – інфрачервоним.

Для таких зображень функцію взаємної інформації прийнято обчислювати з використанням відособленої та спільної ентропії $H(\cdot)$ зображень. [5]

$$MI(I_1, I_2) = H(I_1) + H(I_2) - H(I_1, I_2), \quad (1)$$

де $H(I_1)$, $H(I_2)$ – відособлені ентропії зображень I_1 та I_2 відповідно, $H(I_1, I_2)$ – спільна ентропія I_1 та I_2 .

Виконавши пошук опорних точок за допомогою виразу (1), отримаємо розподіл функції взаємної інформації між заданими зображеннями в залежності від зміщення одного зображення по відношенню до іншого.

Положення максимуму функції взаємної інформації на рис. 4 визначає оптимальне

зміщення між еталоном (фіксованим фрагментом першого зображення) і образом (фрагментом другого зображення), що дає пару опорних точок для суміщення. Маючи координати опорних точок можна знайти значення зсуву між елементами зображень та виконати суміщення зображень:



Рис. 4. Результат суміщення видимого та ІЧ зображень

На рис. 4 приведено результати моделювання суміщення видимого та ІЧ зображень без завад (рис. 4а) та з завадами в каналі видимого діапазону (рис. 4б).

Отриманий результат (рис. 4б) свідчить, що використання функції взаємної інформації дає змогу суміщення мультиспектральних зображень, які сформовані сенсорами різної фізичної природи, навіть при погіршенні видимості у одному з каналів.

Висновки

Комплексування інформації отриманої з використанням датчиків, що функціонують на основі різних фізичних принципів та у різних ділянках спектральних діапазонів дає можливість поєднати переваги кожного з сенсорів та суттєво зменшити вплив недоліків, притаманних кожному з сенсорів окремо. Таким чином з'являється можливість побудови всепогодних систем цілодобового моніторингу з можливістю виявлення, розпізнавання та визначення фізичних параметрів об'єктів.

Література

1. Пат. 94566 UA Україна, МПК G01S 13/00, G01J 3/29. Багатоспектральний виявляч наземних об'єктів / А.М. Зубков, І.Н. Прудіус, А.В. Д'яков, С.А. Мартиненко, Д.О. Мимріков, А.А. Щерба; заявник і власник патенту Національний університет «Львівська політехніка». – № а2010158036; заявл. 28.12.10; опубл. 10.05.2011, Бюл. № 9.
2. Вишин Г.М. Многочастотная радиолокация / Г.М. Вишин. – М.: Воениздат, 1973. – 92 с.
3. Прудіус І.Н. Моделювання процесу формування радіолокаційного зображення системи моніторингу / І.Н. Прудіус, Л.В. Лазько, Д.О. Мимріков // Вісник «Радіоелектроніка та телекомунікації». – 2011. – № 705. – С. 190–193.
4. Raghavendra R. Mutual Information Based Multispectral Image Fusion for Improved Face Recognition / R. Raghavendra, S. Venkatesh, K. B. Raja, F. A. Cheikh and C. Busch // 12th International Conference on Signal-Image Technology & Internet-Based Systems (SITIS), Naples, 2016. – PP. 62-68.
5. Pradhan S. Enhanced mutual information based medical image registration / S. Pradhan and D. Patra // IET Image Processing. Vol. 10. – No. 5. – 2016. – P. 418-427.

НОВІТНІ РІШЕННЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ БАЗОВИХ СТАНЦІЙ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ У СУМІЖНИХ СМУГАХ ЧАСТОТ

¹Корсун В.І., ¹Корсак В.Ф., ²Наритник Т.М., ²Лутчак О.В.

¹Державне підприємство «Український державний центр радіочастот
Україна, 03179, м. Київ, пр-т Перемоги, 151, e-mail:korsak@ucrf.gov.ua

²СП «Інститут електроніки та зв'язку УАННП»

Україна, , 03148, м. Київ, пр-т Леся Курбаса, 2-Б, e-mail:director@mitris.com

The designed frequency-selective equipment with unique parameters of frequency selection (gain slope is reached at the level of 23 dB/MHz due to the use of high-quality coaxial resonators with cross-feedbacks) allows to measure out-of-band emission of broadband access base stations, which are in the operating mode and using spectrum analyzer. This ensures the suppression of the main emission not less than by 45 dB, and for out-of-band emission – only at the level of 5 dB.

З розвитком технічного прогресу використання радіочастот значно розширило сферу їх застосування. Класифікація всіх застосувань радіочастот дана в [1, 2], де подібні за технічними параметрами і за способами використання радіоелектронні засоби (РЕЗ) розділені по радіослужбах (наприклад радіомовлення, супутниковий зв'язок, мобільний зв'язок, навігація і т.п.), кожній з яких виділені для роботи конкретні смуги частот. Розподіл смуг частот між службами зроблено з урахуванням можливості мінімізації взаємного впливу РЕЗ різних радіослужб, що працюють спільно або в сусідніх смугах частот. При цьому на технічні характеристики окремих РЕЗ накладаються певні обмеження, характерні для конкретної радіослужби, а на органи державного регулювання використання радіочастот на національному рівні покладаються функції контролю за виконанням користувачами радіочастотного ресурсу цих обмежень.

Історично склалося, що в окремих випадках українські оператори телекомунікацій отримують ліцензії на використання суміжних смуг частот різними радіотехнологіями, які потенційно можуть заважати одна одній. Так, смуга частот 1920 – 1980 МГц використовується для роботи на прийом базових станцій системи стільникового зв'язку стандарту UMTS (далі БС UMTS) , а в сусідній смузі частот 1980 – 2000 МГц працюють на передачу базові станції системи широкосмугового доступу (далі – БС ШСД). Тому є ймовірність створення завад від позасмугових випромінювань передавачів БС ШСД приймачам БС UMTS. Подібна ситуація склалася і навколо частоти 890 МГц, вище якої працюють на прийом БС системи стільникового зв'язку стандарту GSM – 900, а нижче – БС системи стільникового зв'язку стандарту CDMA-800. При цьому БС таких систем, як правило, розташовуються на дахах будівель і мають антенні системи, що забезпечують передачу і прийом сигналів з усіх напрямків. В багатьох випадках базові станції різних систем розташовуються на одних і тих же об'єктах. Так як захисний частотний інтервал між такими системами відсутній (Рис.1), то для усунення (мінімізації) впливу РЕЗ один на одного в таких випадках регулятором встановлюються додаткові вимоги, зокрема, до рівнів позасмугового випромінювання передавачів БС однієї технології в смузі частот роботи приймачів БС іншої технології.

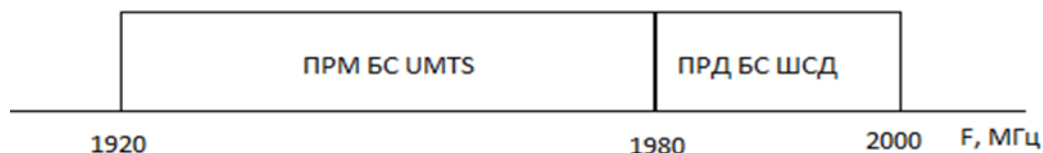


Рис.1. Частотний план діапазону 1900 МГц

Для визначення максимально допустимого рівня позасмугових випромінювань розглянемо вірогідну ситуацію, коли дві БС різних технологій розташовані на одному

об'єкті на відстані 30 метрів, та їх антенні системи орієнтовані таким чином, що сумарний коефіцієнт підсилення у напрямках одна на одну складає 15 дБ. Рівень сигналу на вході приймача БС UMTS визначається рівнянням

$$P_{\text{прм}} = P_{\text{прд}} + G_{A1} + G_{A2} - L_{\phi1} - L_{\phi2} - L$$

де: $P_{\text{прд}}$ – потужність передавача БС системи ШСД в смузі прийому БС системи стільникового зв'язку стандарту UMTS (рівень поза смугових випромінювань), дБм;

G_{A1} , G_{A2} – коефіцієнти підсилення антен БС UMTS та БС ШСД у напрямку одна на одну, дБ;

$L_{\phi1}$, $L_{\phi2} = 1.5$ дБ – загасання у фідерних трактах антенних систем БС UMTS та БС ШСД, дБ;

$L = 32,4 + 20 \lg(f) + 20 \lg(d)$ – загасання сигналу у вільному просторі [4], дБ ;

f – частота, МГц;

d – відстань, км.

Приймаючи допустимий рівень позасмугових випромінювань БС ШСД в каналі з шириною смуги 5 МГц на вході приймача БС UMTS $P_{\text{прм}} = -107$ дБм, та з урахуванням того, що для $f = 1980$ МГц та $d = 0.03$ км $L \approx 68$ дБ, рівень позасмугових випромінювань передавача БС ШСД визначається як

$$P_{\text{прд}} = P_{\text{прм}} - G_{A1} - G_{A2} + L_{\phi1} + L_{\phi2} + L = -107 - 15 + 1.5 + 1.5 + 68 = -51 \text{ дБм.}$$

Саме таке обмеження встановлене органами, відповідальними за використання радіочастотного спектру в Україні для позасмугових випромінювань БС ШСД у смугах частот прийому БС UMTS.

Однак проконтролювати виконання цих вимог є непростим завданням з огляду на те, що різниця між рівнем випромінювання передавача БС ШСД ($20 \text{ Вт} = 43$ дБм) і рівнем, що обмежує позасмугові випромінювання цього ж передавача, складає $43 \text{ дБм} - (-51 \text{ дБм}) = 94$ дБ. У той же час, вимірювальні прилади, що використовуються контролюючими організаціями, мають обмеження за рівнем сигналу, що подається на його вхід (максимально допустима вхідна потужність не більше $100 \text{ мВт} = 20$ дБм), і їх динамічний діапазон не перевищує $80 - 90$ дБ. Тобто підключати їх можливо до виходу передавача тільки через атенюатор з загасанням в 30 дБ, але при цьому на цю ж величину зменшується і рівень позасмугових випромінювань передавача, які надходять на вхід вимірювального приладу і стають нижче рівня реальної чутливості вимірювального приладу.

Таким чином, для проведення подібних вимірів необхідне частотно-вибіркове обладнання з унікальними параметрами частотної вибіркості, яке дозволяло би в робочому режимі передавача БС ШСД послабити основне випромінювання передавача в смузі частот вище частоти 1980 МГц на величину 30 дБ і більше, в той же час, пропускаючи позасмугові випромінювання передавача в смузі частот нижче цієї частоти з мінімальним загасанням.

Для вирішення цієї проблеми авторами пропонуються новітні рішення забезпечення електромагнітної сумісності базових станцій систем зв'язку у суміжних діапазонах частот шляхом розробки частотно-вибіркового обладнання з унікальними параметрами частотної вибіркості (крутизна амплітудно-частотної характеристики повинна досягати рівня 23 дБ/МГц).

На замовлення державного підприємства «Український державний центр радіочастот» (УДЦР) виконавцем СП «Інститут електроніки та зв'язку УАННП» в 2017 році було розроблено та виготовлено 8 комплектів спеціалізованого частотно-вибіркового обладнання [5]. За їх допомогою підрозділи УДЦР мають змогу проводити вимірювання рівнів позасмугових випромінювань БС ШСД що працюють у діапазоні частот $1980 - 2000$ МГц під час проведення первинного технічного контролю БС перед їх

вводом в експлуатацію. Аналогічне обладнання для вимірювання рівнів позасмугових випромінювань БС CDMA-800 було виготовлено СП «Інститут електроніки та зв'язку УАННП» в 2013 – 2014 роках [6].

Структурна схема спеціалізованого частотно-вибіркового обладнання [6-7] наведена на Рис.2.

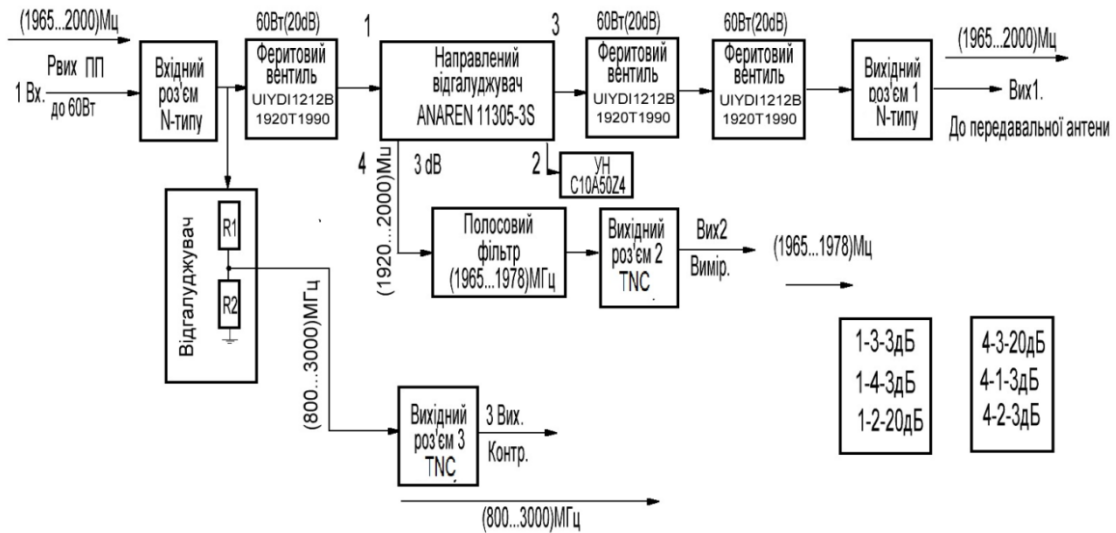


Рис. 2. Структурна схема частотно-вибіркового обладнання

Центральним елементом частотно-вибіркового обладнання є смуговий фільтр, який реалізує максимальну крутизну скату амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) вище частоти 1980 МГц (Рис.3). Саме в ньому здійснюється ослаблення на 45 дБ основного випромінювання БС ШСД вище частоти 1980 МГц, а позасмугове випромінювання на частотах нижче 1980 МГц з загасанням сигналу на 4-5 дБ потрапляє на «вимірювальний» вихід, до якого підключається аналізатор спектру. На «контрольний» вихід поступає ослаблений для безпечного підключення аналізатору спектра на ≈ 40 дБ сигнал передавача для вимірювання інших параметрів БС.

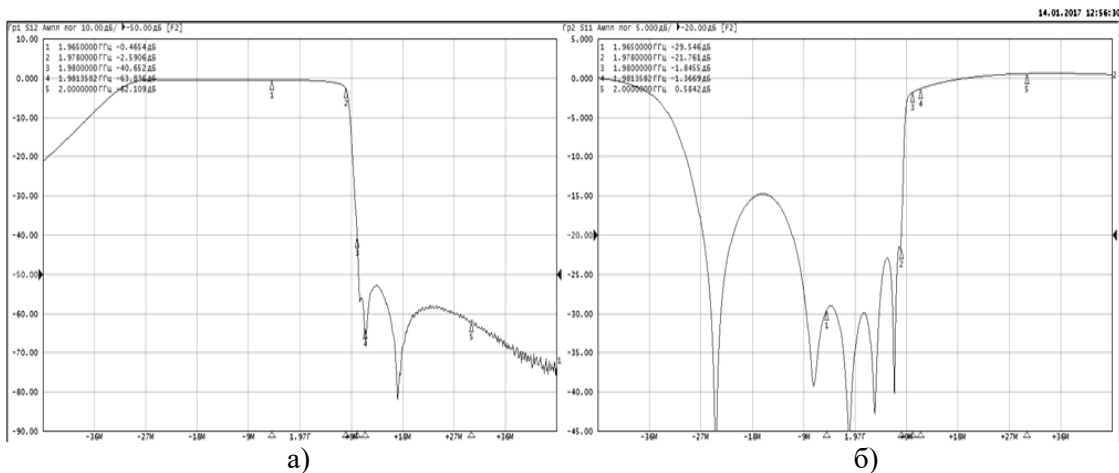


Рис.3. Виміряна: а) амплітудно-частотна характеристика і б) частотна характеристика коефіцієнта відбиття фільтра

Також у складі обладнання використовується направлений відгалужувач та вентилі для виключення потрапляння відбитого від смугового фільтра випромінювання на вихід передавача, а також для виключення потрапляння сигналів абонентських станцій UMTS, прийнятих антеною, на «вимірювальний» вихід, що могло би привести до викривлення

результатів вимірювань позасмугових випромінювань БС ШСД.

Особливістю комплекту обладнання (рис.4) є те, що воно дозволяє проводити вимірювання всіх параметрів передавача БС безпосередньо під час функціонування БС в робочому режимі.

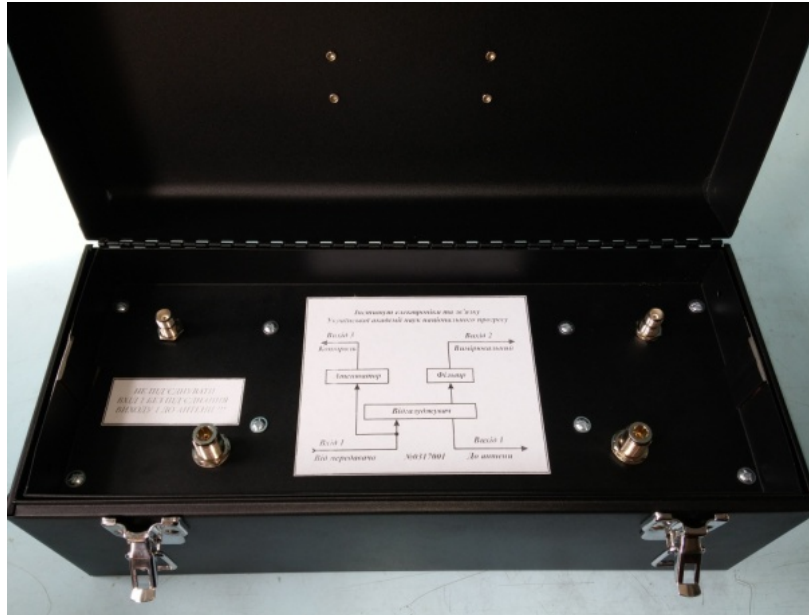


Рис.4. Зовнішній вигляд комплекту обладнання

Комплект обладнання підключається між передавачем та антеною БС (Рис.5) і за допомогою аналізатора спектру, який підключається до «вимірювального» виходу 4 здійснюється вимірювання рівнів позасмугового випромінювання БС, а при підключенні аналізатора спектру до «контрольного» виходу 3 здійснюється вимірювання всіх інших параметрів БС (потужність, робоча частота, ширина смуги випромінювання тощо).

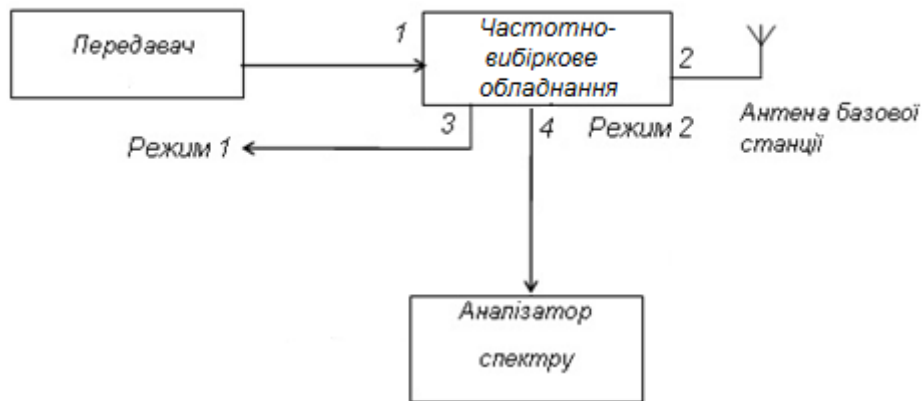


Рис.4.Схема підключення обладнання до базової станції

Авторами запропоновано і реалізовано новітнє науково обґрунтоване рішення з контролю за забезпеченням електромагнітної сумісності базових станцій систем зв'язку у суміжних діапазонах частот шляхом розробки частотно-вибіркового обладнання. Розроблене частотно-вибіркове обладнання з унікальними параметрами частотної вибіркової (крутизна амплітудно-частотної характеристики досягнута на рівні 23дБ/МГц за рахунок використання високочастотних коаксіальних резонаторів з

перехресними зворотніми зв'язками) дає змогу вимірювати позасмугове випромінювання базових станцій широкосмугового доступу в робочому режимі їх роботи з використанням аналізатора спектру. При цьому забезпечується придушення основного випромінювання не менш ніж на 45 дБ, а позасмугового – лише на рівні 5 дБ.

Обладнання сертифіковане Національним науковим центром «Інститут метрології» і використовується підрозділами ДП УДЦР при проведенні первинного технічного контролю базових станцій широкосмугового доступу перед їх введенням у експлуатацію.

Література

1. Регламент радіозв'язку. Женева, МСЕ: 2016.
2. Теорія і практика управління використанням радіочастотного ресурсу: Навч. посібник / За ред. д-ра техн. наук, проф. В. Г. Кривуци.— К.: ДУІКТ, 2012.— 596 с.
3. Наритник Т.Н., Кравчук С.О. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону Монографія.-Житомир.- :ФОП «Євенок О.О.».-2015.-394с.
4. Рекомендація МСЕ-Р Р.525-3 (11/2016) Розрахунок ослаблення у вільному просторі.
5. Корсун В.І., Корсак В.Ф.Наритник Т.М., Войтенко О.Г., Лутчак О.В., Поршнев В.Л. Електромагнітна сумісність базових станцій систем мобільного зв'язку стандарту UMTS та широкосмугового радіодоступу: розробка, контроль, сертифікація. Матеріали 3-ої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних бездротових мереж зв'язку EMC 2017» -С.36-42, м. Харків.
6. Корсак В.Ф. Наритник Т.М. Войтенко О.Г. Поршнев В.Л. Лутчак О.В. Частотно-вибірковий пристрій для радіомоніторингу базових станцій стільникового зв'язку стандарту CDMA-800. 4-а Міжнародна науково-практична конференція «Інфокомунікації – сучасність та майбутнє».- 2014.-м.Одеса. Збірник.-частина 1.-С..51-54.

СИСТЕМА ИМИТАЦИОННО-МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА

¹Галкин С.А., ²Калюжный Н.М., ²Ковшарь В.А., ³Джин Юн (Zheng Yu)

¹Национальный технический университет «ХПИ»,

61002, г. Харьков, ул. Кирпичева, 21, т. (+38) 057-706-27-49, E-mail: gulkin@inbox.ru

¹Харьковский национальный университет радиозлектроники,

61166, г. Харьков, пр Науки, 14, т/ф (+38) 057702-10-68, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

Циндаоский университет Китайской народной республики

No. 308 Ningxia Road, Qingdao, 266071, P.R. China, E-mail: cucecc@mail.ru

The main components of the developed information technology are considered: the data of the scenario of changes in the electromagnetic and object environment; principles of modeling of individual radio emission of radio-electronic means; mobile objects as a collection of radio electronic means; means of radio monitoring; monitoring systems, as a set of radio monitoring means, operating to achieve a single goal and a single algorithm; the medium of communication between the simulation models of these elements. The possibility of application of the developed information technology for optimization of composition and debugging of algorithms of work of the system of radio monitoring and its separate means is shown.

Введение. Под электромагнитно-объектовой обстановкой понимается совокупность стационарных и подвижных радиоизлучающих объектов (РИО) и радиоэлектронных средств (РЭС) воздушного, наземного и морского базирования в заданном пространственно-частотно-временном континууме, выполняющих конкретные управленческие задачи путем излучения и обработки радиосигналов.

Для добывания информации о местонахождении, классах (типах) и состояниях таких РИО, типах и режимах излучения их РЭС в масштабе времени близком к реальному создают системы мониторинга (СМ) электромагнитно-объектовой обстановки (ЭМОО). На системы СМ ЭМОО возлагают следующие задачи:

- сбор и обработка информации об РИО и РЭС средствах на них;
- распознавание типов РЭС и режимов их работы, классов (типов) и состояний РИО;
- определение места расположения РИО и РЭС, привязку РЭС к объектам и сопровождение траекторий их движения;
- отображение полученной информации об объектах и радиоизлучениях от них;
- оценивание складывающейся в регионе электромагнитно-объектовой обстановки.

Оценивание ЭМОО заключается в комплексной обработке разной по видам, темпам поступления и точностным параметрам координатной и сигнальной информации о подвижных и стационарных РИО.

Целью доклада является:

- изложение основных результатов разработки системы имитационно-математического моделирования динамической ЭМОО;
- демонстрация возможностей применения разработанной системы для оценки эффективности решения отдельных задач радиомониторинга и систем в целом.

Основная часть. Качество функционирования СМ ЭМОО в целом определяется:

- тактико-техническими характеристиками средств мониторинга, входящими в состав СМ ЭМОО;
- составом сил и средств мониторинга, используемым для получения информации об РИО и их излучениях;
- размещением сил и средств мониторинга в пространстве;
- алгоритмами комплексной обработки координатной и сигнальной информации об объектах;
- алгоритмом функционирования всей системы мониторинга

СМ ЭМОО являются сложными системами. При построении и усовершенствовании таких систем необходимо принимать обоснованные решения по:

- оптимизации структуры, на всех этапах ее жизненного цикла;
- разработке и оптимизации процедур и алгоритмов обработки координатной и сигнальной информации о ЭМОО по данным, поступающим от активных и пассивных средств мониторинга;
- подготовке операторов средств мониторинга и т.д.

Для оценки эффективности решения таких задач и разработана рассматриваемая **система имитационно-математического моделирования динамичной электромагнитно-объектовой обстановки**. Она предназначена для поддержки принятия решений при территориально-частотно-аппаратном планировании СМ ЭМОО и отработки практически всех задач ведения радиомониторинга: обнаружения, измерения параметров и распознавания сигналов; распознавания источников радиоизлучения и режимов их работы; распознавания радиоизлучающих объектов и их состояний (решаемых объектом задач); определения местоположения неподвижных и сопровождения траекторий подвижных объектов и др.

Разработанная система моделирования динамичной ЭМОО обеспечивает:

- имитационно-математическое моделирование радиоизлучений РЭС, находящихся на РИО;
- имитационно-математическое моделирование функционирования базирующихся на местности неподвижных и движущихся по заданным траекториям подвижных РИО с размещенными на них РЭС;
- имитационное математическое моделирование сценариев динамично изменяющейся ЭМОО и функционирования средств мониторинга обстановки в заданном регионе;
- математическое моделирование функционирования системы в целом.

Система имитационно-математического моделирования ЭМОО основана на соответствующих сценариях ее формирования. Для этой цели использованы координатные, траекторные и так называемые поведенческие признаки РИО воздушного, наземного и морского базирования, к которым относятся:

- состав группировки интересующих РИО и их дислокация (пространственное распределение с исходными координатами);
- вид траектории и параметры движения каждого подвижного объекта на достаточно длительном интервале времени наблюдения;
- количество, классы и типы РЭС, функционирующих на каждом объекте;
- время, последовательность включения и продолжительность работы РЭС различного типа в процессе функционирования объекта;
- сочетание во времени событий изменений параметров движения объекта и включения различных режимов излучения разнотипных РЭС.

Аналитически имитационно-математическая модель сценариев ЭМОО в системе описывается в виде множества:

$$\begin{aligned}
 ИМ_{РЭОО} = \{ & \Pi_s, O_m^b \in S, \hat{O}_m^b \in O_m^b, N_m^b, \hat{O}_{mn}^b(x_0, y_0, z_0), \hat{O}_{mn}^b[x(t), y(t), z(t)], \\
 & R_{mnji} \in J_m \wedge C_{mnuv} \in U_m \wedge \hat{O}_m^b, I_{mni}, V_{mni}, \vec{\alpha}_{mnji} \wedge \vec{\lambda}_{mnji} \in R_{mnji}, \\
 & \vec{\gamma}_{mnuv} \wedge \vec{\lambda}_{mnuv} \in C_{mnuv}, t_{mnji}^{изл}, t_{mnuv}^{изл}, t_s^{сц} \}
 \end{aligned} \quad (1)$$

где: Π_s – признак региона (страны) S , на цифровой карте местности (ЦКМ) которого осуществляется моделирование; O_m^b – классы РИО воздушного, наземного и надводного базирования в регионе S ; \hat{O}_m^b – выбранные для моделирования классы РИО воздушного, наземного и надводного базирования в регионе; $b = 1, 2, 3$ – признак

воздушного, наземного и надводного базирования объектов; $m = (a, g, w)$ – классы РИО, наземного и надводного базирования: $a = (1, 2, \dots, A)$, $g = (1, 2, \dots, G)$, $w = (1, 2, \dots, W)$; $N_m^b = \sum_{n=1}^{N_m} \hat{O}_{mn}^b$ – количество РИО m -го класса b -го базирования; $O_{mn}^b(x_0, y_0, z_0)$ – начальное местоположение n -го РИО m -го класса в декартовых или географических координатах; $O_{mn}^b[x(t), y(t), z(t)]$ – траектория движения n -го РИО m -го класса; R_{mnji} – РЛС i -го типа j -го класса, принадлежащая n -ому РИО m -го класса, ($j = 1, 2, \dots, J_m$); $I_{mnj} = \sum_{i=1}^{I_j} R_{mnji}$ – количество РЛС i -го типа j -го класса, принадлежащих n -ому РИО m -го класса; C_{mnuv} – средства радиосвязи и управления (СРСУ) v -го типа u -го класса, принадлежащая n -ому РИО m -го класса, ($u = 1, 2, \dots, U_m$); $V_{mnu} = \sum_{v=1}^{V_u} C_{mnuv}$ – количество СРСУ v -типа u -го, принадлежащих n -ому РИО m -го класса; \vec{a}_{mnji} – вектор параметров радиоизлучения РЛС i -ого типа j -го класса на n -ом РИО m -го класса; $\vec{\gamma}_{mnuv}$ – вектор параметров радиоизлучения СРСУ v -ого типа u -го класса на n -ом РИО m -го класса; $\vec{\lambda}_{mnji}$ и $\vec{\lambda}_{mnuv}$ – вектора пространственных параметров соответственно РЛС i -ого типа j -го класса и РС v -ого типа u -го класса на n -ом РИО m -го класса; $t_{mnji}^{\text{изл}}$ – временной режим работы на излучение РЛС i -ого типа j -го класса на n -ом РИО m -го класса; $t_{mnuv}^{\text{изл}}$ – временной режим работы на излучение РС v -ого типа u -го класса на n -ом РИО m -го класса; t_s^{ch} – длительность сценария РЭОО.

В ходе исследований были определены структура и состав программно-алгоритмического аппарата системы имитационно-математической моделирования динамичной ЭМОО, описываемой выражением (1). Общая структура программного обеспечения, реализующего систему имитационно-математического моделирования динамичной ЭМОО, представлена на рис.1.

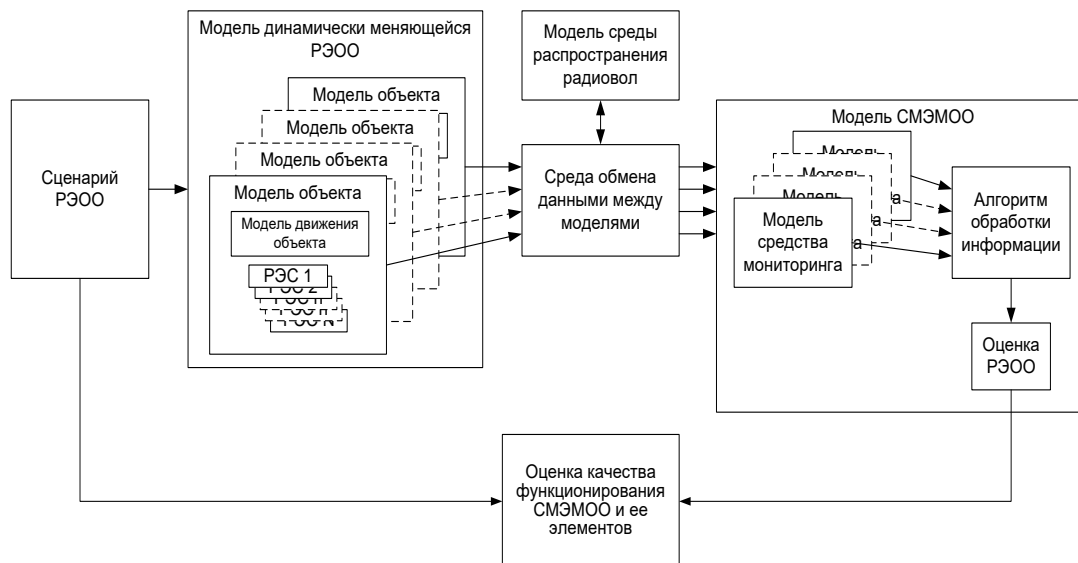


Рисунок 1 – Общая структура программного обеспечения системы имитационно-математического моделирования ЭМОО

Программное обеспечение реализует автоматизированные процедуры имитационно-математического моделирования ЭМОО для заданных исходных данных, хранения результатов расчета в БД и разработано на основе модульного подхода. В качестве СУБД используется PostgreSQL с расширением PostGIS. Данные системы являются бесплатными и имеют высокую производительность при работе с геоинформационными данными.

Для выполнения и визуализации процесса моделирования в системе реализованы следующие режимы работы

- «Карта»;
- «Сценарий ЭМОО»;
- «Моделирование ЭМОО».
- «Воспроизведение сценария изменения ЭМОО»

Режим «Карта» предназначен для настройки и отображения ЦКМ с возможностями изменения масштаба, скроллинга, определения и отображения географических координат каждой точки местности, а также динамичной ЭМОО.

Моделируемая ЭМОО (1) представляет собой совокупность моделей, обеспечивающих решение функциональных задач. К ним относятся маршруты движения воздушных РИО, их поведенческие функции во время решения задач по предназначению, режимы функционирования РЭС и имитационные модели радиоизлучений РЭС, соответствующих режимам их работы.

Программное обеспечение, реализующее режим «Сценарий ЭМОО», предоставляет пользователю инструменты, позволяющие добавлять \ удалять \ вносить изменения в базу данных хранящую: модели излучений соответствующих режимам работы радиоэлектронных средств; данные о размещении радиоэлектронных средств на воздушных объектах; данные о воздушных объектах; данные о маршрутах движения воздушных объектов. Формирование пользователем сценария заключается в задании в указанных данных в базе. Окно редактирования сценария ЭМОО представлено на рис.2.

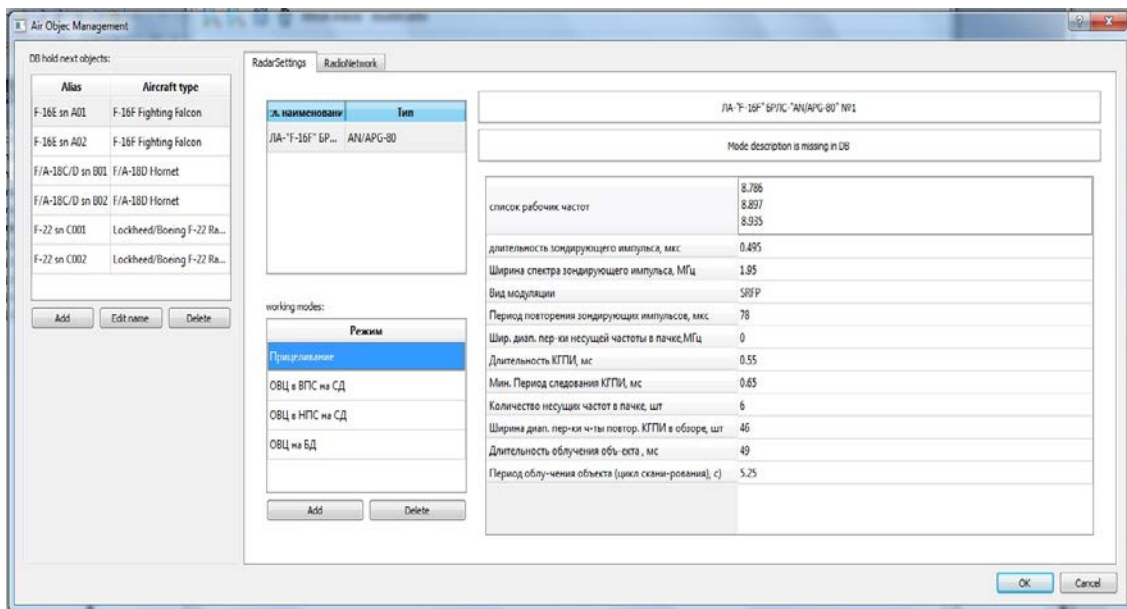


Рисунок 2 – Окно редактирования сценария ЭМОО

Моделирование функционирования неподвижных и движущихся по заданным траекториям подвижных РИО с размещенными на них источниками радиоизлучения заключается в расчете координат объектов, в соответствии с моделью движения и сценарием изменения ЭМОО, и имитации работы РЭС, находящихся на этих объектах. После перевода программного обеспечения в режим «Моделирование ЭМОО» в базе

данных формируется «протокол изменения ЭМОО». Интервал дискретизации по времени моделирования, задается пользователем. «Протокол изменения ЭМОО» содержит истинные моделируемые координатные и сигнальные параметры воздушных объектов и излучений их РЭС [1]. При моделировании ЭМОО к истинным моделируемым параметрам добавляются случайные гауссовские добавки с нулевым математическим ожиданием и дисперсией, соответствующей параметрам моделируемого средства.

В режиме «Воспроизведение сценария изменения ЭМОО» (рис.3) программное обеспечение визуализирует изменение положения воздушных объектов на фоне электронной карты. Скорость визуализации может изменяться пользователем от одной восьмой до восьми раз быстрее реального масштаба времени. Параллельно, в заданные моменты времени, формируются параметры радиоизлучений в соответствии с текущим режимом работы РЭС и установленной степенью их зашумления.

Моделирование функционирования РЭС, находящихся на РИО, заключается в имитации векторов параметров радиоизлучений РЭС согласно сценарию изменения ЭМОО. При этом в среду обмена данными, реализованную в виде отдельного потока многопоточного приложения, передаются данные о факте работы РЭС и параметрах излучения, соответствующих его режиму работы. В настоящее время реализованы модели РЭС воздушных РИО двух типов: бортовые радиолокационные станции (РЛС) и средства радиосвязи и управления (СРСУ).

Вид и состав моделируемых векторов радиоизлучений РЛС $\vec{\alpha}_{mnji}$ и СРСУ $\vec{\gamma}_{mnuv}$ для всех видов базирования РИО определялся по критерию максимального охвата существующих режимов их радиоизлучения и частотно-временных параметров излучаемых сигналов на основе информационно-аналитического анализа технических характеристик РЭС по множеству открытых литературных источников типа [2-4]. Поскольку разработанные вектора радиоизлучений РЛС и СРСУ содержат от 12 до 14 параметров, то из-за ограниченности публикации их аналитические выражения будут приведены во время доклада.

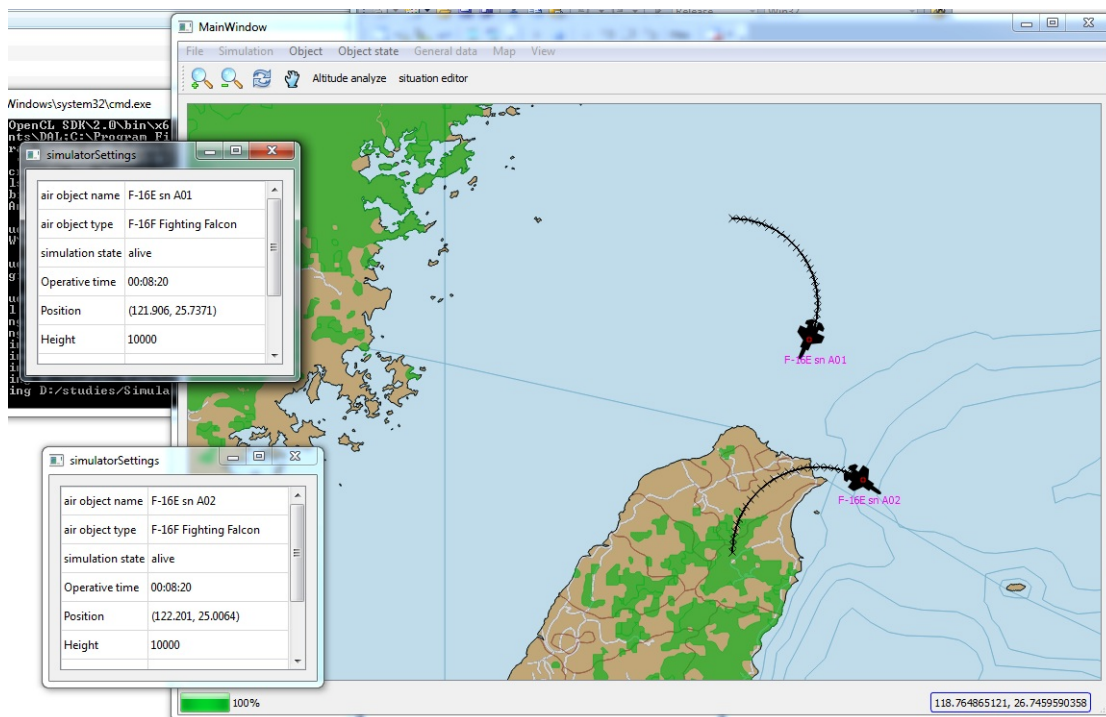


Рисунок 3 – Воспроизведение сценария динамичной ЭМОО

Выводы.

Система имитационно-математического моделирования ЭМОО предоставляет широкие возможности по созданию разных (исходных данных) вариантов ЭМОО для поддержки принятия решений при планировании систем мониторинга, в том числе и радиочастотного, и решения задач процесса ведения мониторинга. Позволит существенно снизить интеллектуальные, финансовые и временные затраты на создание и оптимизацию таких систем.

Наличие среды обмена данными как отдельного потока многопоточного приложения программной системы имитационного математического моделирования ЭМОО предоставляет возможности реализовывать и отлаживать алгоритмы обработки информации в системе и оценивать эффективность функционирования как системы мониторинга ЭМОО в целом, так и отдельных ее элементов.

Литература

1. Калюжный М. М., Коржуков К. М., Ковшарь В.А., Галкин С.О. Імітаційно – математична модель сигнально – цільової обстановки для оцінки ефективності розпізнавання радіовипромінюючих джерел і об'єктів / Тринадцята наукова конференція ХНУ ПС ім. І.Кожедуба, 12 – 13 квітня 2017.

2. Зарубежное военное обозрение. Ежемесячный иллюстрированный журнал Министерства обороны РФ. 2005-2015 г.г. издания.

3. Перунов Ю.М., Мацукевич В.В., Васильев А.А. Зарубежные радиоэлектронные средства/Под ред. Ю.М. Перунова. В 4-х книгах. Книга 1. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2010.– 336 с; ил.

4. Клименко Н. Н. Радиостанции УКВ-диапазона / Н. Н. Клименко. – Режим доступа: http://pentagonus.ru/publ/semestvo_sredstv_radiosvjazi_sincgars/11-1-0-2419 - Название с экрана.

**РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОГО БАЗИСА СПЕКТРАЛЬНЫХ МАСОК
ПЕРЕДАТЧИКОВ РЭС СУЩЕСТВУЮЩИХ РАДИОТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ
АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССА РАДИОМОНИТОРИНГА**

¹Корсун В.И., ²Кипенский А.В., ³Калужный Н.М., ³Задонский А.И., ³Ковшарь В.А.
¹Государственное предприятие «Украинский государственный центр радиочастот»,
03170, г. Киев, пр. Победы, 15-й км, т. (+38) 044-422-81-01, E-mail: centre@ucrf.gov.ua
²Национальный технический университет «ХПИ»,
61002, г. Харьков, ул. Кирпичева, 21, т. (+38) 057-707-62-37, E-mail: kavkpi@ukr.net
³Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail:
mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

The report presents the results of developing a method for constructing, experimentally checking and creating an information basis for spectral masks for transmitters of basic digital and analog radio technologies. The source data for the construction of spectral masks was a sample of RED types from a database of frequency assignments that differ either by the range of operating frequencies, either by the radiation class, or by the type of modulating data code. A database of spectral masks and an algorithm for their construction was developed on the basis of tabular data. The software product allows the formation of a dynamic list of spectral masks, for visual and convenient work with the developed database (DB) of transmitting devices. His application made it possible to construct spectral masks for transmitting devices of basic digital and analog radio technologies. For integration into the spectrum analyzers, the possibility of mass translation of table values into the necessary formats is provided.

Введение. Контроль за эффективным использованием радиочастотного ресурса Украины общими пользователями обеспечивает национальная автоматизированная система радиочастотного мониторинга (АСРЧМ). В ее состав входят региональные подсистемы радиочастотного мониторинга, оснащенные различными техническими средствами радиоконтроля для проведения измерений параметров радиоизлучений РЭС. Перспективным и актуальным способом автоматизации процесса контроля параметров радиоизлучений передатчиков РЭС различных радиотехнологий на соответствие разрешительным документам является использование стандартизированных на основе Европейских, национальных стандартов и других нормативных документов [1-4] спектральных «масок» их радиоизлучений.

Целью доклада является представление результатов разработки и процедуры создания и экспериментальной проверки информационного базиса спектральных масок передатчиков РЭС основных эксплуатируемых в Украине цифровых и аналоговых радиотехнологий для последующей автоматизации процесса их радиомониторинга.

Основная часть. Исходными данными для построения спектральных масок являлась выборка типов РЭС из базы данных частотных присвоений Государственного предприятия «Украинский государственный центр радиочастот», отличающихся либо диапазоном рабочих частот, либо классом излучения, либо типом модулирующего кода. На рис. 1а представлен фрагмент исходных данных для нескольких типов передатчиков РЭС радиотехнологии широкополосного радиодоступа, работающей в диапазоне частот от 1,35 ГГц до 6 ГГц. Затем на основании соответствующих стандартов и нормативных документов [1-4] формировались спектральные маски радиоизлучений передатчиков РЭС в табличном виде (рис. 1б). Аналогичная процедура использовалась при разработке спектральных масок всех типов передатчиков РЭС 26 используемых в Украине радиотехнологий. Для примера на рис. 2 представлена процедура формирования спектральных масок передатчиков РЭС радиотехнологии радиорелейной радиосвязи, эксплуатируемой в диапазоне частот от 3,4 ГГц до 40,5 ГГц.

Для аналитического описания и графического представления спектральных масок передатчиков, охватывающих основные и внеполосные излучения, был выбран метод

кусочно-линейной аппроксимации огибающей реального энергетического спектра

$$M(\Delta f) = M_1(\Delta f_i) + M_2 \lg \frac{[\Delta f]}{\Delta f_i} \tag{1}$$

где $M(\Delta f)$ — значение огибающей при расстройке относительно центра спектра на величину Δf ; $M_1(\Delta f_i)$ — значение мощности излучений на краю полосы Δf_i (в дБ) относительно некоторого исходного уровня (принятого за 0 дБ); i — номер аппроксимируемого участка огибающей; M_2 — наклон огибающей спектра в пределах полосы Δf_i , характеризующий скорость убывания мощности спектральных составляющих и определяемый как

$$M_2 = \frac{M(\Delta f_{i+1}) - M(\Delta f_i)}{\lg(\Delta f_{i+1}) - \lg(\Delta f_i)} \tag{2}$$

Достоинством данного метода является доступность исходных данных, так как он взят за основу в стандартах ETSI и незначительный объем вычислений.

a)

ID	Класс	назва/тип PEЗ	A/D	мік_част	макс_част	клас випроміння	пот_сть	код	модуляція	Нормативні посилання
1	2249	5	MicroMAX 1.5G Airspan	D	1427	1492	1M75D7W	16	QAM	16-QAM [2], [1] (0, 4)
2	2398	0	MicroMAX 1.5G Airspan	D	1427	1492	5M00D7W--	64	QAM	64-QAM [2], [1] (0, 6)
3	1159	79	AS MAX MicroMAX 1.5G	D	1430	1492	3M50D7W--	64	QAM	64-QAM [2], [1] (0, 6)
4	1045	524	AS WpLL 1.5GHz (BSR)	D	1427	1525	1M33 F7D	64	QAM	64-QAM [2], [1] (0, 6)
5	1070	10	BS-1785-RU-A	D	1785	1805	5M00D7W--	64	QAM	64-QAM [1] (0, 6)
6	2228	27	McWill Micro BTS	D	1785	1805	5M00D7W--	64	QAM	64-QAM [1] (0, 6)
7	2326	8	Base Station System XWi	D	1785	1805	5M00D7W--	64	QAM	64-QAM [1] (0, 6)

b)

смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга (МГц)	на рівні (дБ)	смуга 5×CS (МГц)	на рівні (дБ)
1,75	-8	1,75	-27	2,5	-32	3,7	-50	7				-50	8,75
5	-8	5	-32	7,2	-38	10,6	-50	20				-50	25
3,5	-8	3,5	-32	5	-38	7,4	-50	14				-50	17,5
1,33	-8	1,33	-32	1,9	-38	2,8	-50	5,4				-50	6,7
5	-8	5	-32	7,1	-38	10,5	-50	20				-50	25
5	-8	5	-32	7,1	-38	10,5	-50	20				-50	25
5	-8	5	-32	7,1	-38	10,5	-50	20				-50	25

c)

[1] - ETSI EN 302 326-2	[2] - 802.16d	[3] - 802.11.2012	[4] - EN 300 328	[5] - Norm 19-13	[6] - 802.15.4	[7] - 802.16e	[8] - 802.11	[10] - дСтУ 7115-2009	[11] - 802.16	[12] - ETSI HiperMAN	[14] - R-REC-M.1801-2	[15] - EN 301 055
-------------------------	---------------	-------------------	------------------	------------------	----------------	---------------	--------------	-----------------------	---------------	----------------------	-----------------------	-------------------

Рисунок 1 – Табличный вид результатов разработки спектральных масок передатчиков РЭС радиотехнологии широкополосного радиодоступа

№/ID	ID	Клас PEЗ (опт/тв)	Назва/тип PEЗ	Вхідні дані PPS								Нормативні посилання			
				Мін. част.	Макс. част.	Клас випром.	Пот_сть	Код	Модуляція	Прот_(дБ)	Прот_(дБ)	EN 302.217-2-2014	Рідкий частота		
1	2385	201	9500 MPR 11	D	10700	11700	28MOD7W	4	PSK	QPSK	51	60	B2, 2, >32	1376кГц	
2	2386	8	9500 MPR 11	D	10700	11700	28MOD7W	4	PSK	QPSK	51	60	B2, 2, >32	1376кГц	
3	2623	1	9500 MPR 15	D	14400	15350	28MOD7W	4	PSK	QPSK	23,люот	56	D2, 2, >32	1224кГц	
4	2571	1	9500 MPR 18	D	17700	19700	13MBD7W	4	PSK	QPSK	8	36	D2, 2, >16	1296кГц	
5	2574	39	9500 MPR 18	D	17700	19700	27MSD7W	4	PSK	QPSK	28	36	D2, 2, >32	1296кГц	
6	2463	69	9500 MPR 18	D	17700	19700	27MSG7W	4	PSK	QPSK	28	36	D2, 2, >32	1296кГц	
7	2664	7	9500 MPR 18	D	17700	19700	55MOD7W	4	PSK	QPSK	60	120	D2, 2, >64	1296кГц	
8	2572	34	9500 MPR 38	D	37100	39400	14MOD7W	4	PSK	QPSK	8	40	E2, 2, >16	1896кГц	
9	2573	7	9500 MPR 38	D	37100	39400	28MOD7W	4	PSK	QPSK	28	64	E2, 2, >32	1896кГц	
10	2361	31	9500 MPR 38	D	37100	39400	56MOD7W	4	PSK	QPSK	51	72	E2, 2, >64	1896кГц	
11	2426	0	9500 MPR 8	D	7900	8400	28MOD7W	4	PSK	QPSK	28	36	B2, 2, >32	1326кГц	
12	2425	3	9500 MPR 8	D	7900	8400	28MOD7W	4	PSK	QPSK	28	36	B2, 2, >32	1326кГц	
13	1137	128	ALCATEL 9413 AWY	D	12750	13250	28MOD7W	128	QAM	128-QAM	26	34	D2, 5Hб, >137	1398кГц	
14	360	4	ALCATEL 9415 UX	D	14400	15350	7MOD07W	128	QAM	128-QAM	7	12	D2, 5H, >34	1230кГц	
На рівні (дБ)	смуга (МГц)	На рівні (дБ)	смуга (МГц)	На рівні (дБ)	смуга(М)	на рівні(дБ)	смуга(М)	на рівні(дБ)	смуга(МГц)	на рівні(дБ)	смуга(МГц)	на рівні(дБ)	смуга 5×CS (МГц)	Додаткова інформація	
														згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	140	-45	140	-45	140	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	145	-45	145	-45	145	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	140	-45	140	-45	140	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+1	13,6	-23	16,8	-23	27,2	-45	48	-45	65	-45	65	-45	65	згідно табл. 2d image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	135	-45	135	-45	135	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	135	-45	135	-45	135	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	51,2	-23	65,6	-23	100	-45	180	-45	275	-45	275	-45	275	згідно табл. 2f image 6a(a)	
+1	13,6	-23	16,8	-23	27,2	-45	48	-45	70	-45	70	-45	70	згідно табл. 2d image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	140	-45	140	-45	140	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	51,2	-23	65,6	-23	100	-45	180	-45	280	-45	280	-45	280	згідно табл. 2f image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	140	-45	140	-45	140	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	25,6	-23	32,8	-23	50	-45	90	-45	145	-45	145	-45	145	згідно табл. 2e image 6a(a)	
+2	24	-10	29	-32	31	-36	34	-45	80	-55	108	-55	140	згідно табл. 2e image 6a(e)	
+1	6	-10	7,25	-32	7,75	-36	8,5	-45	20	-55	27	-55	35	згідно табл. 2c image 6a(e)	

Рисунок 2 – Табличный вид результатов разработки спектральных масок передатчиков РЭС радиотехнологии радиорелейной связи

На основе сформированных в соответствии со стандартами табличными данными была создана база данных спектральных масок, а в соответствии с математической моделью (1) разработано программное обеспечение их построения. На рис. 3 представлен интерфейс разработанного программного обеспечения для построения спектральных масок по базе данных в виде многоуровневого списка. Приведено табличное и графическое представление спектральной маски для сигнала передающей станции

широкополосного радиодоступа.

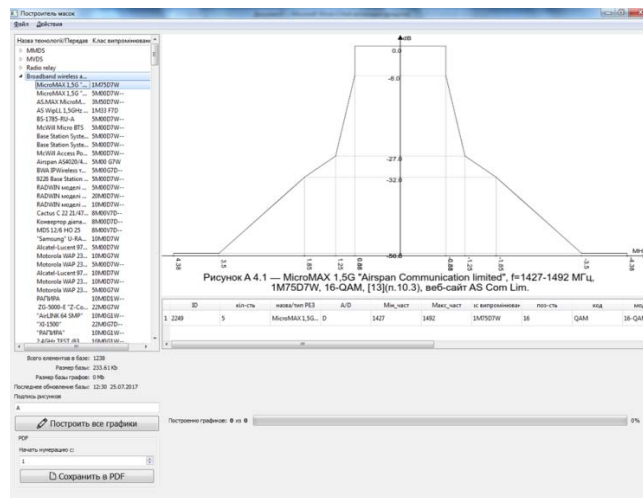


Рисунок 3 – Интерфейс ПО построения спектральных масок в графическом и табличном виде

Программное обеспечение (ПО) позволяет формировать динамический перечень спектральных масок, для наглядной и удобной работы с разработанной базой данных (БД). Его использование позволяет строить и хранить в БД спектральные маски передающих устройств всех типов эксплуатируемых в Украине РЭС следующих классов цифровых и аналоговых радиотехнологий:

- РЭС широкополосного радиодоступа (ШПРД) в диапазоне частот от 1,35 до 6 ГГц;
- РЭС мультисервисного радиодоступа (MMDS) в диапазоне частот от 2,3 до 10,65 ГГц;
- РЭС мультимедийного радиодоступа (MVDS) в диапазоне частот от 40,5 до 42,5 ГГц;
- РЭС цифровой радиорелейной связи в диапазоне частот от 3,4 ГГц до 40,5 ГГц;
- РЭС цифровой сотовой связи CDMA-450 и CDMA—800;
- РЭС цифровой беспроводной телефонии (DECT);
- РЭС цифровой сотовой связи GSM-900 и GSM-1800;
- РЭС цифровой сотовой связи IMT-2000 (UMTS);
- РЭС цифрового наземного телевизионного вещания стандартов DVB-T и DVB-T2;
- РЭС аналогового звукового вещания;
- РЭС аналогового телевизионного вещания;
- РЭС многоканального наземного телерадиовещания;
- РЭС аналоговой коротковолновой радиосвязи;
- РЭС радиосвязи передачи данных;
- РЭС радиосвязи береговых и судовых станций;
- РЭС радиотелеметрии охранных и пожарных систем;
- РЭС радиолокационного поиска и сопровождения;
- РЭС радиотелеметрии и радиодистанционного управления;
- РЭС радиомаяков;
- РЭС цифровой и аналоговой транкинговой радиосвязи;
- РЭС цифровой и аналоговой УКВ радиосвязи.

Наибольшее количество типов спектральных масок передатчиков РЭС используется в радиотехнологиях широкополосного радиодоступа (408), радиорелейной радиосвязи (610) и аналоговой УКВ связи (1520).

Для экспериментальной проверки соответствия разработанных спектральных масок реальным спектрам радиоизлучений передатчиков РЭС было проведено сопряжение разработанного ПО с программным обеспечением анализатора спектра Rohde & Schwarz FSH-8. На рис. 4 приведен снимок экрана анализатора спектра с воспроизведенной из БД

разработанной спектральной маской (линейно аппроксимированная огибающая) и реального сигнала излучения передатчика базовой станции (БС) Wi-Fi диапазона частот 2,4 – 2,4835 ГГц.



Рисунок 4 – Вид экрана анализатора спектра Rohde & Schwarz FSH-8

Основное излучение БС идеально вписывается в разработанную спектральную маску. Однако, по соседнему каналу излучение БС превышает допустимый уровень и может создавать помеху. Следовательно, использование спектральных масок позволяет в автоматизированном режиме контролировать излучения РЭС и выявлять нарушения в использовании радиочастотного ресурса.

Выводы. В результате проведенной информационно-аналитической работы решена важная научно-практическая задача создания информационного базиса около 4300 типов спектральных масок передатчиков РЭС 26 классов используемых в Украине радиотехнологий. Созданный информационный базис предназначен для интеграции в действующее программное обеспечение АСРЧМ общих пользователей и внедрения в процесс ведения радиомониторинга Государственным предприятием «Украинский государственный центр радиочастот».

Список использованной литературы:

1. План використання радіочастотного ресурсу України» затверджений постановою Кабінету Міністрів України від 9 червня 2006 р. № 815 зі змінами 2007 – 2017 р.
2. Реєстр радіоелектронних засобів та випромінювальних пристроїв, що можуть застосовуватися на території України в смугах радіочастот загального користування (станом на 04.00.2017).
3. Технічні специфікації інтерфейсів телекомунікаційної мережі загального користування, через які повинні надаватися послуги. Затверджено Заступником Голови Державної служби спеціального зв'язку та захисту інформації України 30.12.2013 року.
4. Европейские и национальные стандарты на соответствующие радиотехнологии.

ИМИТАЦИОННО-МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО СОВОКУПНОСТИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

¹Безрук В.М., ¹Калюжный Н.М., ²Николаев И.М., ¹Хряпкин А.В.

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail:
mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

²Харьковский национальный университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба,
г. Харьков, ул. Сумская, 77/79, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

The results of the development of the simulation-mathematical model of the process and the evaluation of the efficiency of object recognition by the emissions of their radio electronic means (RES) in the interest of radio monitoring systems are presented. The description of the structure, operation principles and decision algorithms for a variant of the simulation-mathematical model intended for the study by the method of statistical tests of the effectiveness of complex recognition of airborne objects by the totality of the radiation parameters of on-board radar, radio communication and control systems with large alphabet sizes of recognizable classes and a dictionary of signal characteristics is given.

Введение. Важнейшей задачей разработки систем комплексного распознавания (СКР) радиоизлучающих объектов (РИО) по параметрам излучений их РЭС является количественная оценка эффективности их функционирования [1]. При больших размерах распознаваемых алфавитов классов РИО и словарей сигнальных признаков эта задача может быть решена только при использовании имитационно-математической модели (ИММ). Такая модель позволит реализовать итеративную процедуру последовательного приближения разрабатываемой системы распознавания к потенциально достижимой и оценить ее эффективность в зависимости от ряда факторов, к которым относятся:

- размеры рабочих алфавитов классов (типов) распознаваемых РИО и РЭС;
- полнота и достоверность описания распознаваемых РИО и РЭС на языке выбранных сигнальных признаков;
- вид и характеристики реализованных алгоритмов принятия решения о классе (типе) РЭС и/или РИО по измеренному вектору признаков;
- точность измерения параметров излучений, выбранных в качестве сигнальных признаков распознаваемых объектов и РЭС.

В связи с этим задача разработки ИММ, как инструментария для проведения исследований алгоритмического и программного обеспечения разрабатываемых для средств радиомониторинга систем распознавания РИО по совокупности сигнальных признаков их РЭС, является **актуальной**. В современных условиях создание такой модели должно осуществляться на основе существующих информационных и компьютерных технологий, применение которых обеспечит дальнейшее развития методологии моделирования систем распознавания РИО.

Целью данного доклада является изложение принципов построения и функционирования ИММ, обеспечивающей проведение исследований процесса и эффективности распознавания РИО на примере летательных аппаратов (ЛА) по совокупности параметров сигналов бортовых радиоэлектронных средств (БРЭС) радиолокации, связи и управления в зависимости от различных факторов, воздействующих на данный процесс.

Основная часть. Процесс разработки системы комплексного распознавания ЛА по структуре и параметрам сигналов, излучаемых их бортовыми РЭС, требует решения ряда сложных задач, наиболее важными из которых являются разработка оптимальных алгоритмов принятия решений и количественная оценка их эффективности. Интегральным показателем эффективности W функционирования системы распознавания радиоизлучающих воздушных объектов является вероятность получения правильных решений при распознавании объектов, относящихся ко всем классам заданного алфавита.

Величина этого показателя определяется функционалом:

$$W = F[\Lambda_{ЛА} = \{\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_L\}; R_{РЛС} = \{R_1, R_2, \dots, R_n\}; C_{СРСУ} = \{C_1, C_2, \dots, C_m\}; \\ A_{РЛС} = \{\alpha_{i\nu}\}, i = \overline{1, n}, \nu = \overline{1, N}; B_{СРСУ} = \{\beta_{k\mu}\}, k = \overline{1, m}, \mu = \overline{1, q}; \quad (1) \\ \Sigma_{РЛС} = \{\sigma_\nu\}; \Sigma_{СРСУ} = \{\sigma_\mu\}; \{\Delta A_{БРЛС}(\alpha_{i\nu})\}; \{\Delta B_{СРСУ}(\beta_{k\mu})\}; \|P_{ij}\|],$$

где $\Lambda_{ЛА} = \{\Lambda_1, \Lambda_2, \dots, \Lambda_L\}$ - алфавит классов ЛА; $R_{РЛС} = \{R_1, R_2, \dots, R_n\}$ - алфавит классов бортовых РЛС; $C_{СРСУ} = \{C_1, C_2, \dots, C_m\}$ - алфавит классов излучений бортовых СРСУ; $A_{РЛС} = \{\alpha_{i\nu}\}, i = \overline{1, n}, \nu = \overline{1, N}$ - априорный словарь сигнальных признаков РЛС; $B_{СРСУ} = \{\beta_{k\mu}\}, k = \overline{1, m}, \mu = \overline{1, q}$ - априорный словарь сигнальных признаков классов излучений СРСУ; $\Sigma_{РЛС} = \{\sigma_\nu\}; \Sigma_{СРСУ} = \{\sigma_\mu\}$ - среднеквадратические ошибки (СКО) определения признаков РЛС и СРСУ соответственно; $\{\Delta A_{БРЛС}(\alpha_{i\nu})\}; \{\Delta B_{СРСУ}(\beta_{k\mu})\}$ - ошибки априорного описания классов РЛС и классов излучений СРС соответственно; $\|P_{ij}\|$ - матрица вероятностей правильных и ошибочных решений.

Созданная ИММ и предназначена для выбора решающих правил на основе результатов сравнительной оценки эффективности разных алгоритмов распознавания большого числа классов ЛА при использовании сигнальных признаков "точечного" и "интервального" типов, оптимизации алгоритмов распознавания и количественной оценки их эффективности на основе метода статистических испытаний. Структурно-функциональная схема ИММ систем комплексного распознавания ЛА и бортовых РЭС по параметрам излучаемых сигналов в общем виде представлена на рис. 1.

Для описания распознаваемых классов ЛА в модели использован составной вектор сигнальных признаков:

$$\Lambda_l = \{A_{li}(\alpha_\nu), B_{lk}(\beta_\mu)\}, l = \overline{1, L}, i = \overline{1, n}, k = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где $A_{li}(\alpha_\nu), l = \overline{1, L}, i = \overline{1, n}$, - вектор сигнальных признаков, связанных с параметрами излучений бортовых РЛС ЛА l -го класса, L - количество классов ЛА, n - количество классов БРЛС; $B_{lk}(\beta_\mu), l = \overline{1, L}, k = \overline{1, m}$, - вектор сигнальных признаков, связанных с параметрами излучений бортовых СРСУ ЛА l -го класса, m - количество классов излучений бортовых СРСУ.

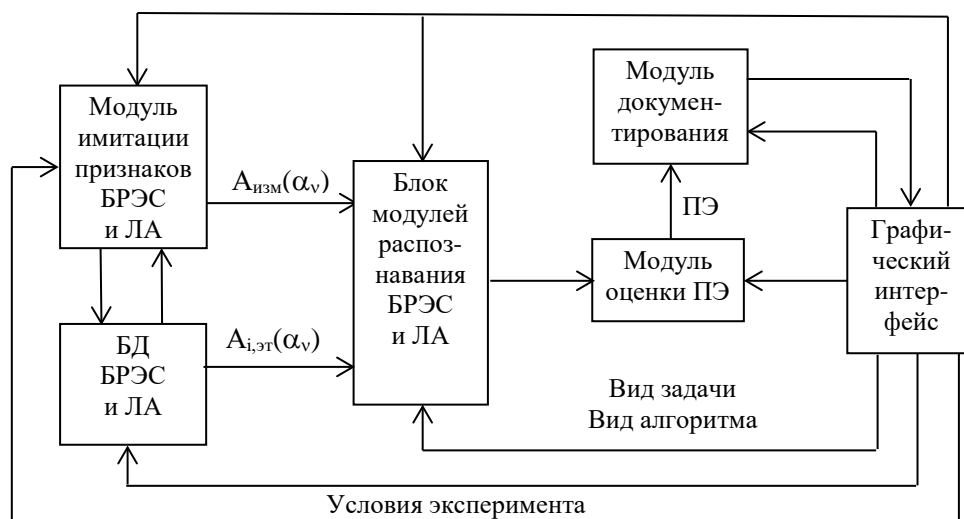


Рис.1 – Структурно-функциональная схема ИММ СКР

Компоненты вектора (2) могут быть использованы для исследования

эффективности отдельного распознавания классов (типов) БРЛС и классов излучений СРС, а также эффективности комплексного распознавания классов ЛА при переводе ИММ в соответствующий режим функционирования.

Для выбора по результатам моделирования наиболее эффективного алгоритма комплексного распознавания ЛА по заданной совокупности сигнальных признаков, связанных с параметрами излучений бортовых РЛС и СРСУ [2], в ИММ реализованы: 1) статистический алгоритм максимума апостериорной вероятности; 2) эмпирический алгоритм; 3) алгоритмы распознавания по минимуму расстояния Махаланобиса, расстояния Евклида и расстояния Хемминга; 4) логический и вероятностный алгоритмы объединения решений [4], принимаемых какой-либо совокупностью предварительно выбранных алгоритмов из указанных выше.

Указанные алгоритмы позволяют исследовать эффективность:

1) одноступенчатой процедуры принятия решения о классе (типе) наблюдаемого ЛА по составному вектору сигнальных признаков, содержащему параметры радиоизлучений бортовых РЛС и СРСУ;

2) двухступенчатой процедуры отдельного распознавания бортовых РЛС и СРС на первой ступени и последующего распознавания класса ЛА по распознанным типам бортовым РЛС и классам излучений СРС на второй ступени.

Кроме того в модели реализована одноступенчатая процедура распознавания ЛА на основе алгоритма вычисления оценок (АВО) близости принятого вектора сигнальных признаков с эталонными описаниями заданного алфавита распознаваемых классов ЛА.

Структурная схема блока модулей комплексного распознавания бортовых РЭС и ЛА, реализованного в ИММ СКР, приведена на рис. 2.

Функционирование блока модулей распознавания обеспечивается программно реализованным модулем (базой данных), содержащим эталонные описания распознаваемых классов (типов) ЛА, классов (типов) бортовых РЛС и классов излучений СРСУ на выбранном языке априорных словарей сигнальных признаков.

В качестве априорного словаря сигнальных признаков бортовых РЛС [3] в модели используются следующие параметры: диапазон рабочих частот; длительность, ширина спектра и вид модуляции излучаемых сигналов; период следования импульсов; диапазон перестройки рабочей частоты от импульса к импульсу; длительность пачки импульсов; период следования пачек импульсов; количество пачек импульсов в обзоре (облучении) с разными значениями периода следования импульсов; диапазон перестройки рабочей частоты между пачками импульсов; количество обзоров бортовой РЛС объекта наблюдения; длительность облучения бортовой РЛС объекта наблюдения; длительность цикл сканирования; признак режима работы бортовой РЛС.

В качестве априорного словаря сигнальных признаков бортовых СРСУ [3] в модели используются следующие параметры: диапазон рабочих частот; количество и значения частот передачи; вид излучаемого сигнала (аналоговый; цифровой); время однократного использования частоты; ширина спектра передачи на одной частоте; вид модуляции (амплитудная модуляция, амплитудная манипуляция, частотная модуляция, частотная манипуляция, фазовая модуляция, фазовая манипуляция); скорость передачи; вид передачи (телефония, телеграф, передача данных); признак доступа (временное или частотное уплотнение); параметры, характеризующие структуру сообщения (наличие и вид служебного, адресного и информационного фрагментов сообщения, структура синхрогрупп и служебных комбинаций); параметры, характеризующие структуру сообщений СРС с временным разделением каналов (длительность кадра, длительность цикла, количество кадров в цикле); количество позиций модулированного сигнала; скорость манипуляции сигналов.

Выбор словарей сигнальных признаков осуществляется на основе анализа сведений о ЛА и их бортовых РЭС, содержащихся в открытых источниках.



Рис. 2 – Структурная схема блока модулей распознавания ИММ СКР

Комплексное распознавание ЛА по параметрам излучения бортовых РЛС и СРСУ реализуется логическим алгоритмом на основе объединения решений, формируемых модулем распознавания типов бортовой РЛС и модулем распознавания классов излучений бортовых СРСУ. Поскольку конкретные значения параметров излучений бортовых РЛС и СРСУ в момент наблюдения (приема) являются неизвестными и могут рассматриваться, как равновероятные, для априорного описания классов (типов) БРЛС и СРС использовались интервалы возможных значений указанных выше параметров: $\alpha_v \in [\alpha_v^{max}, \alpha_v^{min}]$, $v=1,2,\dots,N$, где α_v^{max} , α_v^{min} - максимальное и минимальное значения n -го параметра (признака).

Принцип действия модели состоит в том, что для проведения каждого испытания с помощью модуля имитации формируется модель радиоизлучающего объекта, принадлежность которого к определенному классу бортового РЭС или ЛА заранее известна. Модель радиоизлучающего объекта задается в виде случайных реализаций векторов сигнальных признаков заданной размерности и состава, численные значения которых формируются с учетом точности и законов распределения ошибок измерения этих признаков в приемном устройстве средства радиомониторинга. Для формирования вектора признаков объекта i -го класса используются содержащиеся в БД максимальное и минимальное значения сигнальных признаков, по которым с помощью датчика случайных чисел (ДСЧ) формируются числовые значения параметров имитируемого сигнала. Далее полученные значения параметров имитируемого сигнала объекта i -го класса подвергаются случайным искажениям в соответствии с заданными значениями среднеквадратических ошибок их измерения техническими средствами системы пассивной локации.

Формирование элементов вектора параметров принятого сигнала от объекта i -го класса в k -м цикле распознавания производится в соответствии с правилом:

$$\alpha_{iv}^{um} [k] = \alpha_{iv}^{min} [k] + (\alpha_{iv}^{max} [k] - \alpha_{iv}^{min} [k])\delta [k], \quad v=1,2,\dots,N; \quad (3)$$

$$\hat{\alpha}_{iv} [k] = \alpha_{iv}^{um} [k] + \sigma_{v\mu} [k], \quad v=1,2,\dots,N, \quad (4)$$

где δ - случайное число, равномерно распределенное в диапазоне (0-1), μ -

случайное число, распределенное по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией, σ_v - СКО измерения v -го параметра.

В результате в каждом цикле распознавания модуль имитации формирует вектор случайных сигнальных признаков $A_i^{UM}(\alpha_{iv}^{UM}[k])$ заданного класса, который поступает на вход блока алгоритмов распознавания. Оценкой вероятности правильного решения служит отношение количества правильных решений N_{ii} к общему числу испытаний N_i над объектами i -го класса (типа): $P_{ii} = N_{ii} / N_i$. Оценка вероятности ошибочного решения, когда объект i -го класса (типа) относится к j -му типу (классу), определяется как $P_{ij} = N_{ji} / N_i$, $i \neq j$, где N_{ji} - число соответствующих исходов при решении задачи распознавания.

Исходными данными для моделирования являются: состав и размерность распознаваемых алфавитов классов (типов) бортовых РЛС, классов излучений СРСУ или классов (типов) ЛА; состав и размерность вектора сигнальных признаков бортовых РЭС и значения СКО их измерения; вид и структура исследуемого алгоритма; количество статистических испытаний (прогонов модели). ИММ позволяет исследовать зависимость эффективности проектируемой системы распознавания от размеров и состава алфавитов классов (типов) распознаваемых источников и объектов, полноты и точности их априорного описания, вида, количества, состава и точности измерения сигнальных признаков.

Для решения указанных задач ИММ обеспечивает: выбор вида исследуемой задачи (распознавание бортовых РЛС, распознавание классов излучений бортовых СРСУ, распознавание ЛА); выбор структуры решающего правила (алгоритма распознавания); задание алфавита и состава (словаря) сигнальных признаков распознаваемых объектов; оценку и регистрацию (документирование) вероятностей ошибочных и правильных решений.

Взаимодействие исследователя (оператора) с моделью осуществляется с помощью модуля управления, программно реализованного в виде графического интерфейса, вид которой представлен на рис. 3.

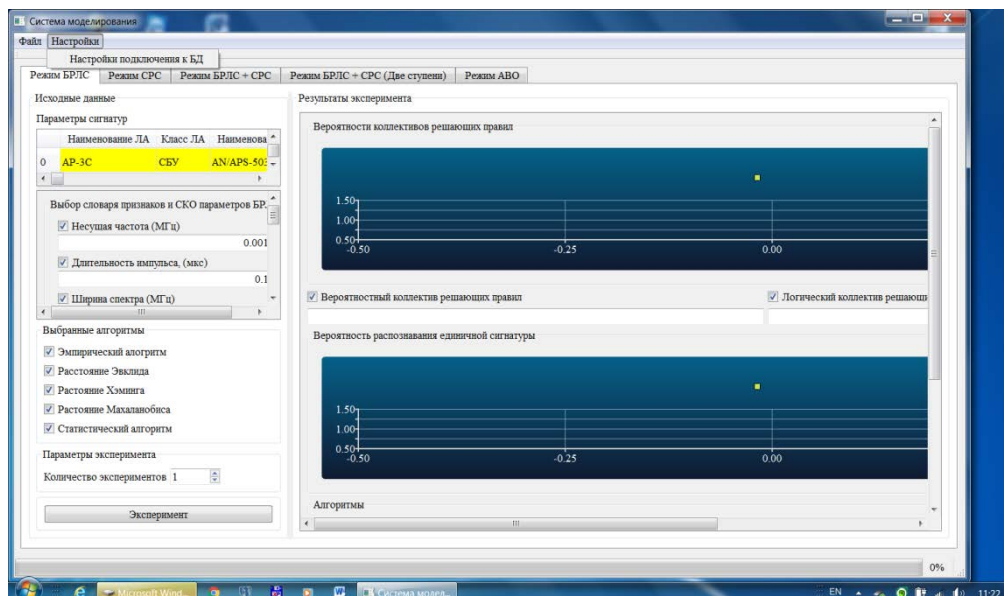


Рис. 3 – Графический интерфейс ИММ СКР

Графический интерфейс ИММ СКР обеспечивает: управление процессом моделирования; отображение на экране монитора исходных данных и результатов

моделирования, режимов функционирования модели, состава и содержания распознаваемых алфавитов и словарей сигнальных признаков, вида исследуемого алгоритма и других условий проведения экспериментов; ввод значений априорных вероятностей РЛС и/или ЛА; ввод и редактирование эталонных описаний распознаваемых объектов в метриках используемых (выбранных) признаков; отображение значений (для каждого алфавита классов и набора признаков распознавания) показателя эффективности распознавания. Выбор алгоритмов распознавания и условий моделирования осуществляется с помощью окна основного меню и инструментальной панели. В процессе доклада будет продемонстрирована работа реализованной ИММ СКР.

Выводы. Разработана структура и состав имитационно-математической модели для определения оптимального алфавита классов РИО, состава рабочего словаря сигнальных признаков, порядка комплексирования алгоритмов распознавания и оценки их эффективности. Данная модель обеспечивает оценку эффективности распознавания классов (типов) бортовых РЛС и классов излучений бортовых СРС, а также комплексное распознавание классов ЛА по параметрам излучаемых сигналов с использованием различных алгоритмов методом статистических испытаний. Методологически модель основана на адаптированных к предметной области методах и алгоритмах распознавания и представляет собой программную экспертную систему моделирования процесса многоуровневого распознавания излучений, бортовых РЭС и ЛА по параметрам излучаемых сигналов. В системе для каждой конкретной задачи с помощью модели знаний о предметной области (в режиме диалога) формируются различные варианты исходных данных и условий распознавания для сравнительной оценки эффективности исследуемых алгоритмов (решающих правил) и анализа возможности их применения в системах и средствах радиомониторинга.

Применение разработанной ИММ СКР позволит существенно сократить интеллектуальные, материальные и временные затраты на оптимизацию размеров алфавитов классов и словарей сигнальных признаков распознаваемых классов (типов) РЭС и РИО на различных стадиях разработки систем и средств радиомониторинга.

Литература

1. Николаев И. М. Статистический синтез алгоритма распознавания источников радиоизлучений по сигнальным признакам интервального типа / И.М. Николаев, А. А. Адаменко, С. В. Закиров, Э. Э. Асанов // "Радиотехника" Всеукраинский межведомственный технический сборник – ХНУРЭ, 2001.– Вып. 123. – С. 122–124.

2. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Смилык В.И. Выбор наиболее эффективного алгоритма распознавания источников радиоизлучений для экспертной системы оценки радиоэлектронно-объектовой обстановки // Сборник научных трудов 4-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» - 2008, т.2, с. 256 - 259.

3. Kalyuzhnyi N.M. Galkin S.A., Nikolaev, I.M. Kolesnik V.I. A Procedure for a Choice of the Operating Feature Dictionary for Recognition of Radiation Sources with Means of Radar Monitoring «Modern problems of radio engineering» // Proceeding of the XI International Conference Dedicated to the 60 anniversary of the Radio Department at Lviv Polytechnic National University / IEEE catalog Number; CFP1238R-PRT, Lviv Polytechnic National University, Ukraine, 2012. – P. 131-132. – ISBN: 978-617-607-208-9. **Scopus**

4. Н. М. Калюжный, А. В. Хряпкин, И. М. Николаев. Моделирование распознавания летательных аппаратов по излучениям бортовых радиоэлектронных средств коллективом решающих правил // Системи обробки інформації. – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2016, Вип. 9(146), С. 18-22. - ISSN 1681-7710, Index Copernicus, Google Scholar.

ОБОСНОВАНИЕ АПРИОРНОГО АЛФАВИТА КЛАССОВ И АПРИОРНОГО СЛОВАРЯ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ ВОЗДУШНЫХ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ

¹Калюжный Н.М., ²Николаев И.М., ³Галкин С.А., ⁴Благодарный В.Г.

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
г. Харьков, пр. Науки, 14, т. (+38) 057-702-10-68, E-mail: mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

²Харьковский национальный университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба,
г. Харьков, ул. Сумская, 77/79, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

³Национальный технический университет «ХПИ»,
61002, г. Харьков, ул. Кирпичова, 21, т. (+38) 057-706-27-49, E-mail: gulkin@inbox.ru

**Государственное предприятие «Украинский государственный центр радиочастот»,
03170, г. Киев, пр. Победы, 15-й км, т. (+38) 044-422-81-49, E-mail: blagodarny@ucrf.gov.ua

The questions of a priori description of airborne radio-emitting objects in the interests of solving the problems of the air defense system are considered. The composition of the a priori alphabet of the classes of airborne radio-emitting objects and the a priori dictionary of their signal characteristics associated with the emission parameters of on-board radio-electronic means is given. It is shown that information models of observation objects for the recognition system can be implemented on the basis of signal characteristics of interval type.

Введение. Общая постановка задачи распознавания воздушных радиоизлучающих объектов (РИО) в системах радиомониторинга заключается в определении оптимального алфавита классов летательных аппаратов (ЛА), рабочего словаря их сигнальных признаков и наилучшего решающего правила в условиях ограничений на построение системы измерений признаков распознавания. Следовательно, на первом этапе решения этой задачи должна решаться задача формирования априорного алфавита распознаваемых классов воздушных РИО и их априорного описания на языке сигнальных признаков, связанных со структурой и параметрами излучений бортовых радиоэлектронных средств (РЭС), к которым относятся, прежде всего, бортовые РЛС и средства радиосвязи и управления (СРСУ) [1,2]. При реализации систем распознавания важно ориентироваться на использование комплексного подхода, который предусматривает учет и анализ признаков, характеризующих разнообразные аспекты исследуемых объектов. В связи с этим вопросы, связанные с определением алфавита классов, набора наблюдаемых данных и построением априорного словаря признаков носят проблемно-ориентированный характер, являются **актуальными и нетривиальными** задачами.

Целью доклада является изложение методического подхода к формированию априорного алфавита классов и априорного словаря сигнальных признаков применительно к задаче распознавания воздушных РИО в интересах системы ПВО.

Основная часть. Построение системы распознавания воздушных РИО на основе наблюдаемых данных предполагает выполнение двух основных этапов, связанных с реализацией процедуры обучения и процедуры принятия решения. Процедура обучения начинается с определения исходного алфавита классов и априорного словаря признаков.

Априорный алфавит классов воздушных РИО формируется на основе предварительного анализа требований, предъявляемых к системе распознавания. Применительно к системе ПВО алфавит классов воздушных РИО должен отображать их важность с точки зрения нанесения возможного ущерба обороняемым объектам. В основе формирования априорного алфавита классов воздушных РИО лежит информация о тактико-технических характеристиках летательных аппаратов (ЛА) противоборствующей стороны. Основным источником априорной информации о ЛА военного и гражданского назначения являются сведения о функциональном назначении, летно-технических характеристиках и бортовом оборудовании. Эти сведения публикуются в различных справочниках и периодических изданиях, обзорах и отчетах о выставках авиационной техники, рекламных буклетах фирм-разработчиков ЛА и других средствах массовой

информации, в том числе в сети Интернет [3,4].

Анализ сведений, содержащихся в справочной и периодической литературе, позволил разбить современные военные летательные аппараты (ЛА) по функциональному назначению на следующие классы:

$$\Lambda_{ЛА} = \{\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \dots, \Lambda_{10}\}, \quad (1)$$

Λ_1 – стратегические бомбардировщики (СБ); Λ_2 – самолеты тактической авиации (тактические истребители, истребители-бомбардировщики, палубные штурмовики); Λ_3 – самолеты сил специальных операций (ССО); Λ_4 – самолеты боевого управления (СБУ); Λ_5 – самолеты-разведчики (СР); Λ_6 – самолеты-заправщики (СЗ); Λ_7 – военно-транспортные самолеты (ВТС); Λ_8 – беспилотные летательные аппараты (БПЛА); Λ_9 – вертолеты (ВТ); Λ_{10} – крылатые ракеты (КР).

Бортовые РЛС являются составной частью интегрированного авиационного комплекса современных ЛА военного назначения. В составе этого комплекса бортовые РЛС является всепогодным источником информации, обеспечивающим мониторинг окружающего пространства с управляемой детальностью, ситуационную осведомленность экипажа (оператора) при решении всех задач, стоящих перед ЛА.

На основе анализа и обобщения сведений, содержащихся в открытых источниках, бортовые РЛС ЛА по функциональному назначению были представлены следующим алфавитом классов:

$$R_{РЛС} = \{R_1, R_2, R_3, \dots, R_8\}, \quad (2)$$

R_1 – многофункциональные (МФ) БРЛС; R_2 – РЛС обзора земной поверхности (ОЗП); R_3 – метеонавигационные (МН) РЛС; R_4 – специальные РЛС управления оружием (УО); R_5 – специальные РЛС обеспечения полета на малых высотах (ОПМВ); R_6 – РЛС дальнего радиолокационного обнаружения (ДРЛО) воздушных и надводных целей; R_7 – РЛС обнаружения надводных целей (ОНВЦ); R_8 – РЛС бокового обзора (БО).

Системы авиационной радиосвязи и управления обеспечивают взаимодействие ЛА с наземными пунктами управления (службами) с использованием различных видов информационного обмена и в значительной мере определяют эффективность авиации. Их основными функциональными элементами являются наземные сети передачи данных и речевой информации, радиоцентры, а также комплексы средств связи, входящие в состав бортового радиоэлектронного оборудования (РЭО) самолетов и вертолетов. Использование модели OSI для организации связи и передачи данных между ЛА и между ЛА и наземными пунктами не позволяет выделить сигнальные признаки, непосредственно связанные с типами бортовых СРСУ, как это имеет место для бортовых РЛС. Анализ особенностей использования и функционирования бортовых СРСУ показал, что для распознавания ЛА по их излучениям в качестве сигнальных признаков целесообразно использовать классы излучений.

Под классом излучения бортовых СРСУ будем понимать совокупность параметров, характеризующих ширину полосы излучения, тип модуляции несущей частоты, модулирующий сигнал, вид передаваемых сигналов, вид разделения сигналов и другие характеристики. Признаки классов излучений связаны с техническими характеристиками бортовых СРСУ. Бортовые СРСУ конкретных ЛА универсальны по видам излучений и могут работать с одним, двумя, реже, тремя видами излучаемых сигналов. Применение того или иного класса излучения определяется помехозащищенностью системы радиосвязи с данным видом модуляции, а также целевым назначением радиосредств.

В соответствии с изложенным и результатами информационно-аналитического поиска для бортовых СРСУ разработан следующий алфавит классов излучений:

$$C_{СРСУ} = \{C_1, C_2, \dots, C_9\}, \quad (3)$$

где: C_1 - класс излучения в диапазоне КВ; C_2 - класс излучения в диапазоне УКВ 1 (30 – 88 МГц); C_3 - класс излучения в диапазоне УКВ 2 (108 – 137 МГц); C_4 - класс излучения в диапазоне УКВ 3 (137 – 156 МГц); C_5 - класс излучения в диапазоне УКВ 4 (156 – 174 МГц); C_6 - класс излучения в диапазоне УКВ 5 (225 – 400 МГц); C_7 - класс излучения в диапазоне УКВ 6 (420 – 450 МГц); C_8 - класс излучения в диапазоне УКВ 7 (450 - 512 МГц); C_9 - класс излучения в диапазоне УКВ 8 (960 – 1215 МГц).

Каждый из перечисленных классов излучений может включать несколько типов излучений, отличающихся структурой и параметрами сигнала.

В системах распознавания одним из наиболее важных этапов реализации является правильное построение априорного словаря признаков (АСП) [5]. Считается, что в АСП включаются признаки, которые, во-первых, описывают особые специфические характеристики объектов и соответствующих классов, и, во-вторых, обеспечивают разделение классов в многомерном признаковом пространстве. В реальных прикладных системах этот словарь разрабатывается путем привлечения квалифицированных экспертов. Объем и содержимое априорного словаря напрямую воздействуют на трудозатраты и стоимость всего процесса распознавания. Фактически любой априорный словарь признаков представляет собой выборку из генерального словаря признаков.

В априорный словарь необходимо включить признаки, которые описывают особые специфические характеристики объектов и соответствующих классов, обеспечивая разделение классов в многомерном признаковом пространстве решений. На современных военных ЛА широкое применение находят многофункциональные бортовые РЛС с фазированными антенными решетками, использующие электронное сканирование, сложные виды зондирующих сигналов с различными законами внутриимпульсной модуляции, перестройку рабочей частоты и вобуляцию частоты следования от импульса к импульсу или от серии к серии по детерминированному или случайному закону. Для учета этих особенностей функционирования бортовой РЛС в состав априорного словаря сигнальных признаков целесообразно ввести признаки вида и структуры излучаемых сигналов. Показано, что сигнальные признаки БРЛС ЛА можно разделить на 2 группы [5]:

- признаки передающих устройств, такие как несущая частота и закон ее перестройки, вид, длительность и структура излучаемого сигнала, период следования и закон его вобуляции, вид и параметры модуляции излучаемого сигнала и др.;

- признаки антенной системы, такие как вид и параметры сканирования диаграммы направленности антенны (ДНА), форма и ширина ДНА в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Использование этих признаков для распознавания классов (типов) бортовых РЛС обусловлено объективной зависимостью технических параметров средств и систем бортового РЭО современных ЛА от их целевого предназначения.

Проведенный информационно-аналитический анализ доступных источников (справочников, монографий и публикаций в периодических научно-технических изданиях) типа [3,4] позволил по критерию максимального охвата существующих режимов и параметров сигналов радиоизлучений бортовых РЛС разработать априорный словарь их сигнальных признаков в следующем виде:

$$A(\alpha_v) = \|\Delta f_c, \tau_u, \Delta F_c, \Pi_{вмс}, \Delta f_{шпч}, T_{сл}, \Delta f_{нач}, \tau_{нач}, k_{нач}, \Delta F_{нач}, k_{обз}, \tau_{обл}, T_{обл}, \Pi_{pp}\|^T, \quad (4)$$

где Δf_c – диапазон рабочих частот;

$\Pi_{вмс}$ – вид модуляции, τ_u – длительность и ΔF_c – ширина спектра излучаемого сигнала;

$T_{сл}$ – период следования импульсов;

$\Delta f_{\text{шпч}}$ – диапазон перестройки рабочей частоты от импульса к импульсу;
 $\tau_{\text{пач}}$ – длительность пачки импульсов;
 $T_{\text{пач}}$ – период следования пачек импульсов;
 $k_{\text{пач}}$ – количество пачек импульсов в обзоре (облучении) с разными значениями периода следования импульсов;
 $\Delta F_{\text{пач}}$ – диапазон перестройки рабочей частоты между пачками импульсов;
 $k_{\text{обз}}$ – количество обзоров бортовой РЛС РИО;
 $\tau_{\text{обл}}$ – длительность облучения бортовой РЛС РИО;
 $T_{\text{обл}}$ – длительность цикл сканирования;
 Π_{pp} – признак режима работы БРЛС.

Разработанный аналогично априорный словарь сигнальных признаков бортовых СРСУ имеет вид:

$$\vec{a}(\alpha_{\mu}) = \|\Delta f, f_i, n_f, \tau_{\text{скч}}, \Delta F, \Pi_{\text{вм}}, \Pi_c, \tau_k, \tau_{\text{ц}}, n_k, v_i, \Pi_{\text{ен}}, \Pi_{\text{сд}}, \vec{a}_{\text{СС}}(\alpha_{\mu})\|^T \quad (5)$$

где: Δf – диапазон рабочих частот;
 n_f – количество и f_i – значения частот передачи;
 $\tau_{\text{скч}}$ – время однократного использования частоты;
 ΔF – ширина спектра передачи на одной частоте;
 $\Pi_{\text{вм}}$ – признак вид модуляции (амплитудная модуляция, амплитудная манипуляция, частотная модуляция, частотная манипуляция, фазовая модуляция, фазовая манипуляция);
 Π_c – признак вида излучаемого сигнала (аналоговый; цифровой);
 v_i – скорость передачи; $\Pi_{\text{ен}}$ – вид передачи (телефония, телеграф, передача данных);
 $\Pi_{\text{сд}}$ – признак доступа (временное или частотное уплотнение);
 $\vec{a}_{\text{СС}}(\alpha_{\mu})$ – параметры, характеризующие структуру сообщения (наличие и вид служебного, адресного и информационного фрагментов сообщения, структура синхрогрупп и служебных комбинаций);
 параметры, характеризующие структуру сообщений СРС с временным разделением каналов (τ_k – длительность кадра, $\tau_{\text{ц}}$ – длительность цикла, n_k – количество кадров в цикле);
 n_n – количество позиций модулированного сигнала с фазовой модуляцией (ФМ-2, -4, -8); v_m – скорость манипуляции для сигналов с ФМ-2, -4, -8.

Априорные словари являются основой для формирования рабочих словарей сигнальных признаков воздушных РИО по результатам моделирования.

Поскольку конкретные значения параметров сигналов радиоизлучений бортовых РЛС и СРСУ в момент наблюдения (приема) являются неизвестными и могут рассматриваться, как равновероятные, для априорного описания классов (типов) бортовых РЛС и СРСУ использовались интервалы возможных значений указанных выше параметров: $\alpha_v \in [\alpha_v^{\text{max}}, \alpha_v^{\text{min}}]$, $v = 1, 2, \dots, N$, где α_v^{max} , α_v^{min} – максимальное и минимальное значения v -го параметра (признака).

На выбор словаря сигнальных признаков воздушных РИО существенное влияние оказывает время контакта станции радиомониторинга (СРМ) с источником излучения. объектом. Это время определяется временем нахождения объекта в луче диаграммы направленности антенны СРМ при вращении антенны вкруговую или сканировании в заданном секторе.

Выводы. Задача формирования априорного алфавита классов воздушных РИО базируется на основе имеющейся информации о тактико-технических характеристиках ЛА противоборствующей стороны. Применительно к системе ПВО алфавит ЛА должен отображать их важность с точки зрения нанесения возможного ущерба обороняемым объектам. Соответствующий алфавит классов формируется на основе предварительного анализа требований, предъявляемых к системе распознавания. В априорный словарь должны включаться такие признаки, которые отражают наиболее характерные особенности распознаваемых системой классов ЛА.

ЛИТЕРАТУРА

1. Николаев И.М. Принципы построения баз данных о радиоизлучающих объектах и РЭС для современных комплексов пассивной локации и РТР/И.В. Перетягин, И. Ф. Полухин, И.М. Николаев. – ВСРЭ, 2002 – С. 67–74.

2. Калужный Н.М, Николаев И.М., Колесник В.И. Обоснование исходных данных по составу распознаваемых алфавитов радиоизлучающих источников и видов их излучения в системе радиомониторинга // Шоста наукова конференція Харківського університету Повітряних Сил імені Івана Кожедуба «Новітні технології для захисту повітряного простору», 14-15 квітня 2010 року - Харків, 2010.- с. 186.

3. Оружие и технологии России. Энциклопедия. XXI век. Многотомное издание. Т. XIII. / Под общ. ред. С. Иванова. – М.: Издательский дом «Оружие и технологии», 2006. – 695 с.

4. Авиационные радиостанции ВС США. Часть 3. URL: http://pentagonus.ru/publ/aviacionnye_radiostancii_vs_ssha_chast_3/18-1-0-2439 (дата обращения: 15.04.2016).

5. Kalyuzhniy N.M. Galkin S.A., Nikolaev, I.M. Kolesnik V.I. A Procedure for a Choice of the Operating Feature Dictionary for Recognition of Radiation Sources with Means of Radar Monitoring «Modern problems of radio engineering» // Proceeding of the XI International Conference Dedicated to the 60 anniversary of the Radio Department at Lviv Polytechnic National University / IEEE catalog Number; CFP1238R-PRT, Lviv Polytechnic National University, Ukraine, 2012. – P. 131-132. – ISBN: 978-617-607-208-9. Scopus.

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛОГИЧЕСКОГО И СТАТИСТИЧЕСКОГО КОЛЛЕКТИВОВ РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ ПРИ БОЛЬШИХ РАЗМЕРНОСТЯХ АЛФАВИТА РАСПОЗНАВАЕМЫХ КЛАССОВ И СЛОВАРЯ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ

Безрук В.М., Калюжный Н.М., Колесник В.И., Хряпкин А.В.
Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail:
mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

In the report questions of assessment of efficiency using logical and statistical collectives of decisive rules in case of recognition of large number of classes are considered and also uses of large amount of signal signs. The results of experimental studies on the basis of these objects are presented, taking into account the parameters of on-board radars and communication systems.

Введение. Современной актуальной задачей радиомониторинга воздушных радиоизлучающих объектов (РИО) является задача распознавания классов (типов) бортовых радиоэлектронных средств (БРЭС) [1]. При этом сложность такой задачи обусловлена большим количеством классов бортовых радиолокационных станций (БРЛС). Проблема состоит в том, что каждое из этих средств может функционировать в нескольких режимах, со своим диапазоном возможных значений и частотно-временными параметрами (ЧВП). Такое перекрытие значений параметров сигнальных признаков понижает эффективность распознавания в целом.

Для решения поставленной задачи необходимо реализовать наиболее эффективные алгоритмы распознавания на больших размерностях словаря сигнальных признаков и алфавита распознаваемых классов. **Актуальное решение** данной задачи по оценке эффективности различных алгоритмов распознавания, выбору наиболее эффективных алгоритмов и объединение результатов их распознавания в коллективное решающее правило возможно реализовать только при использовании метода имитационно-математического моделирования.

Целью доклада является исследование эффективности логического и статистического коллектива решающих правил на основе результатов сравнительной оценки эффективности различных алгоритмов распознавания большого числа классов (типов) БРЛС по их сигнальным признакам.

Основная часть.

В общем случае ЛА, как объекты распознавания, могут быть описаны функционалом

$$\Lambda_l = \{R_{li}[A_{li}(\alpha_v)], C_{lk}[a_{lk}(\alpha_\mu)]\}, \quad (1)$$
$$l = \overline{1, L}, i = \overline{1, n}, k = \overline{1, m},$$

где $R_{li}[A_{li}(\alpha_v)]$, $l = \overline{1, L}$, $i = \overline{1, n}$, - перечень классов БРЛС ЛА l -го класса,

L - количество классов ЛА,

n - количество классов БРЛС;

При этом перечень классов излучений СРСУ l -го класса,:

$$C_{lk}[a_{lk}(\alpha_\mu)], l = \overline{1, L}, k = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где m - количество классов излучений бортовых СРСУ.

Для моделирования были выбраны статистический, эмпирический алгоритмы и алгоритмы распознавания по минимуму расстояния.

Решение о принадлежности наблюдаемого РЭС к одному из классов R_i , $i = 1, 2, \dots, n$

заданного алфавита формируется по результатам обработки вектора сигнальных признаков $A_{uzm}(\alpha)$, компонентами $\{\alpha_{iv}\}$ которого являются измеренные значения 12 сигнальных признаков (диапазон рабочих частот БРЛС, длительность излучаемого импульса БРЛС, ширина спектра излучаемого импульса БРЛС, признак вида модуляции излучаемого импульса БРЛС, период следования импульсов в пачке радиоизлучения БРЛС, диапазон перестройки рабочей частоты импульсов в пачке радиоизлучения БРЛС, длительность когерентной пачки импульсов (КГПИ) радиоизлучения БРЛС, период следования КГПИ в радиоизлучении БРЛС, количество КГПИ в обзоре с разными периодами следования импульсов, диапазон перестройки рабочей частоты между пачками импульсов в радиоизлучении РЛС, длительность радиооблучения объекта, период радиооблучения объекта). В процессе моделирования компоненты вектора $A_{uzm}(\alpha)$ принимали случайные значения в соответствии с заданными значениями ошибок измерения, которые формировались с помощью датчиков случайных чисел.

При использовании статистического алгоритма и условии, что параметры α_{iv} статистически независимы, решение о принадлежности входного вектора $A_{uzm}(\alpha)$ к одному из классов формируется на основе байесовского критерия максимума апостериорной вероятности [2, 3]:

$$j_{opt}(A_{uzm}/\alpha) = \arg \max_{i=1, \dots, n} p(A_{uzm}(\alpha)/R_i)P(R_i) \quad (3)$$

$$p(A_{uzm}(\alpha)/R_i) = \prod_{v=1}^N \frac{1}{\alpha_{iv}^{\max} - \alpha_{iv}^{\min}} \left[\Phi\left(\frac{\alpha_{iv}^{\max} - \alpha_{v,uzm}}{\sigma_v}\right) - \Phi\left(\frac{\alpha_{iv}^{\min} - \alpha_{v,uzm}}{\sigma_v}\right) \right],$$

где $\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ - интеграл вероятности; $u = \frac{\alpha_{iv} - \alpha_{v,uzm}^*}{\sigma_{iv}}$ - аргумент функции Лапласа.

Эффективность статистического алгоритма распознавания оценивалась величиной апостериорной вероятности отнесения входного вектора признаков A_{uzm}^* к тому или иному классу БРЛС заданного алфавита:

$$P_j(A_{uzm}^*) = \frac{P(R_i)p(A_{uzm}^*/R_i)}{\sum_{i=1}^n P(R_i)p(A_{uzm}^*/R_i)}. \quad (4)$$

В основе эмпирического алгоритма, лежит процедура проверки условий попадания измеренного значения (оценки) $\hat{\alpha}_{iv}$ параметра принятого сигнала в соответствующий пороговый интервал $[\alpha_{iv}^{\min}, \alpha_{iv}^{\max}]$:

$$\varphi_{iv} = \begin{cases} 1, & \text{если } (\alpha_{iv}^{\max} \leq \hat{\alpha}_{iv} \leq \alpha_{iv}^{\min}); \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (5)$$

$$j_{opt}(A_{uzm}) = \arg (A_{uzm}(\alpha) \in [A_i^{\min}, A_i^{\max}]),$$

Пороговые значения в эталонных описаниях $[\alpha_{iv}^{\min}, \alpha_{iv}^{\max}]$, $i = \overline{1, n}$, $v = \overline{1, N}$ устанавливались с учетом ошибок измерения соответствующих параметров излучений распознаваемых БРЭС:

$$\alpha_{iv}^{\min} = \alpha_{iv}^{\min} - \beta\sigma_v; \alpha_{iv}^{\max} = \alpha_{iv}^{\max} + \beta\sigma_v, \quad (6)$$

где σ_v - среднеквадратическое отклонение v -го измеренного параметра принятого сигнала; β - коэффициент расширения стробов распознавания $[\alpha_{iv}^{\min}, \alpha_{iv}^{\max}]$.

Кроме статистического и эмпирического алгоритмов были использованы алгоритмы сопоставления, основанные на оценке степени близости образов распознаваемых объектов. К ним относится алгоритм распознавания по минимуму расстояния Махалонбиса:

$$j_{\text{онт}}(A_{\text{изм}}(\alpha)) = \arg \min_{i=1, \dots, n} [(A_{\text{изм}}(\alpha) - A_i^s)^T K_A^{-1} (A_{\text{изм}}(\alpha) - A_i^s)] \quad (7)$$

где K_A^{-1} - обратная матрица ошибок измерения сигнальных признаков.

Решение о классе наблюдаемого РЭС в соответствии с критерием минимума расстояния заключается в вычислении совокупности взвешенных расстояний $A_{\text{изм}}(\alpha) - A_i^s$ и отнесении вектора измеренных признаков к тому классу (типу) БРЛС, для которого это расстояние является минимальным. При одинаковой важности признаков α_{iv} процедура принятия решения заключается в вычислении квадратов евклидовых расстояний для всех классов распознаваемых БРЛС и принятии решения в пользу того класса, для которого квадрат расстояния минимален:

$$j_{\text{онт}}(A_{\text{изм}}) = \arg \min_{i=1, \dots, n} \sum_{v=1}^N (\alpha_{v\text{изм}} - \alpha_{iv}^s)^2. \quad (8)$$

В качестве меры близости измеренного и эталонного векторов при распознавании БРЛС может быть использован также критерий минимума расстояния Хэмминга:

$$j_{\text{онт}}(A_{\text{изм}}) = \arg \min_{i=1, \dots, n} \sum_{v=1}^N |\alpha_{v\text{изм}} - \alpha_{iv}^s|. \quad (9)$$

Для улучшения точности и качества работы системы распознавания БРЭС ЛА по частотно-временным параметрам излучений целесообразно использовать логический коллектив решающих правил (классификаторов), каждый из которых принимает решение $j_{\text{онт}}^{(i)}(A_{\text{изм}})$ о классе наблюдаемого РЭС с последующим объединением и согласованием решений отдельных классификаторов. Коллективное решающее правило можно представить как некоторую функцию индивидуальных решений $j_{\text{онт}}^{(i)}(A_{\text{изм}})$:

$$P: J_{\text{онт}}^K(A_{\text{изм}}) = F(j_{\text{онт}}^{(1)}(A_{\text{изм}}), j_{\text{онт}}^{(2)}(A_{\text{изм}}), \dots, j_{\text{онт}}^{(r)}(A_{\text{изм}})), \quad (10)$$

где $P: J_{\text{онт}}^K(A_{\text{изм}})$ - функция, реализующая свертку частных решений в коллективное решение.

При равноправном голосовании в качестве оптимального принимается решение, собирающее большинство голосов, т. е. $P: J_{\text{онт}}^K(A_{\text{изм}}) = j_{\text{онт}}^{(i)}(A_{\text{изм}})$, если $k_i(A_{\text{изм}}) = \max_r k_r(A_{\text{изм}})$, где $k_i(A_{\text{изм}})$ - число голосов, набранное решением $j_{\text{онт}}^{(i)}(A_{\text{изм}})$.

Статистический коллектив решающих правил состоит в вычислении оценки:

$$H = 1 - \prod_{i=0}^l (1 - P_i(A_{\text{изм}})), \quad (11)$$

где $P_i(A_{изм})$ - вероятность правильного распознавания вектора сигнальных признаков ЛА i -ым выбранным алгоритмом,

I - количество используемых алгоритмов для распознавания.

Эффективность логического и статистического коллектива решающих правил при распознавании классов ЛА оценивалась методом имитационно-математического моделирования путем включения в состав коллектива всех или какой-либо совокупности из рассмотренных выше алгоритмов.

Решение этой задачи обеспечивалось тестовой базой данных (БД), в которой содержались данные о 8 классах, 24 типах ЛА и 1578 сигнатурах радиоизлучений бортовых РЭС, являющихся комбинацией 101 эталонной сигнатуры бортовых РЭС и 20 эталонных сигнатур бортовых СРСУ.

Вычисление достаточных статистик осуществлялось по результатам статистической обработки результатов распознавания при подаче на входы исследуемых алгоритмов случайного вектора сигнальных признаков БРЭС i -го типа путем многократной имитации его значений по нормальному закону с заданными значениями дисперсии σ_v^2 . Эффективность алгоритмов оценивалась условными вероятностями правильных и ошибочных решений.

Результаты моделирования эффективности распознавания класса (типа) БРЭС различными алгоритмами, а также статистическим и логическим коллективом решающих правил для разного числа признаков и разных значений ошибок их измерения приведены в таблицах 1 и 2.

Таблица 1 - Вероятности правильного распознавания классов (типа) БРЭС статистическим и логическим коллективом решающих правил

Ко-во признаков	Ошибка измерения	Вид алгоритма						Статистический коллектив решающих правил
		Статистический	Эмпирический	Минимум расстояния Махалонобиса	Минимум евклидова расстояния	Минимум расстояния Хемминга	Логический коллектив решающих правил	
4	$\Sigma_1 = \{\sigma_{v1}\}$	0,689	0,371	0,660	0,106	0,106	0,526	0,946
5		0,724	0,432	0,694	0,138	0,213	0,600	0,967
6		0,761	0,532	0,723	0,163	0,273	0,646	0,981
4	$\Sigma_2 = \{\sigma_{v2}\}$	0,912	0,764	0,841	0,472	0,607	0,847	0,99931
5		0,917	0,8505	0,853	0,541	0,687	0,882	0,99973
6		0,942	0,884	0,890	0,645	0,746	0,91	0,99993

Таблица 2 – Ошибки измерения признаков

Наименование признака	$\{\sigma_{v1}\}$	$\{\sigma_{v2}\}$
Диапазон рабочих частот, ГГц	10	1
Ширина спектра, МГц	10	1
Длительности импульса, мкс	1	0,1
Период повторения импульсов, мкс	10	1
Длительность пачки импульсов, мс	10	1
Период след. пачек импульсов, мс	10	1

Выводы. Результаты моделирования показали, что при использовании словаря сигнальных признаков интервального типа логический коллектив решающих правил

обеспечивает высокую достоверность правильного классов (типа) БРЛС, которая снижается на (~30) % при увеличении ошибок измерения параметров излучений на порядок (в 10 раз). Что касается статистического алгоритма решающих правил, то увеличение ошибок измерения параметров излучений не оказывает существенного влияния.

Наиболее эффективным (в смысле правильности и однозначности классификации) является статистический алгоритм распознавания. Менее эффективным является алгоритм по минимуму евклидова расстояния.

Список литературы.

1. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Попов А.М., Колесник В.И. Исследование влияния информативности и точности измерения параметров сигналов на эффективность распознавания типов и режимов работы радиоизлучающих источников//Сборник научных трудов 4-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ – 2011), 2011, т. 1, ч. 2, с. 162-165.

2. Николаев И.М. Статистический синтез алгоритма распознавания источников радио-излучений по сигнальным признакам интервального типа. / И.М. Николаев, А. А. Адаменко, С. В. Закиров, Э.Э. Асанов. // "Радиотехника" Всеукраинский межведомственный технический сборник – ХНУРЭ, 2001.– Вып. 123. – С. 122–124.

3. Николаев И.М. Сравнительная оценка эффективности алгоритмов распознавания источников радиоизлучений методом статистических испытаний./И.М. Николаев, Л.Л. Семенкевич // Збірник наукових праць, Харків.:ОНДІ ЗС, вып. 2 (7), 2007, с. 98–107.

КОМПЛЕКСНОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО СОВОКУПНОСТИ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ РЭС РАДИОЛОКАЦИИ, СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ

¹Гуо Чан (Guo Qiang), ²Калюжный Н.М., ³Николаев И.М., ²Хряпкин А.В.

¹Харбинский инженерный университет Китайской народной республики
21 Building, No. 145 Nan Tong Street, Nangang District, Harbin, Hei Longjiang,
P.R.China, 150001, тел: (0451)-8251-9801-608, E-mail: guoqiang@hrbeu.edu.cn

²Харьковский национальный университет радиоэлектроники,
61166, г. Харьков, пр Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail:
mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

³Харьковский национальный университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба,
г. Харьков, ул. Сумская, 77/79, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

In the report questions of assessment of efficiency of recognition of radio-emitting objects with use of set of signal signs both the systems of radiolocation, and communication systems and controls are considered. Results of experimental studies on the basis of these objects taking into account parameters of onboard radars and communication systems are provided.

Введение. Одной из актуальных на сегодняшний день задач в сфере радиомониторинга радиоизлучающих объектов (РИО) является распознавание классов (типов) летательных аппаратов (ЛА). Наиболее распространённым способом решения такой задачи является использование в качестве исходной информации параметров излучений бортовых радиолокационных средств (РЛС) [1-3]. Но с процессом унификации и стандартизации используемых бортовых РЛС на различных классах ЛА уменьшается эффективность процесса распознавания, за счет пересечения режимов работы РЛС на различных классах (типах) ЛА.

В качестве альтернативы целесообразно дополнительно использовать параметры сигнальных признаков бортовых систем радиосвязи и управления (СРСУ). Такой подход позволяет расширить поле измеряемых признаков и за счет этого повысить информативность исходной базы сигнатур ЛА, что должно положительно сказаться на эффективности распознавания классов (типов) ЛА в целом. Проверку эффективности предлагаемого подхода целесообразно реализовать на основе метода математического моделирования. Поэтому решение задачи комплексного распознавания ЛА по совокупности сигнальных признаков бортовых РЛС и СРСУ является **новой и актуальной** задачей.

Цель доклада заключается в обосновании выбора нескольких способов одновременного учета векторов сигнальных признаков радиоизлучений бортовых РЛС и СРСУ, представление результатов их имитационно-математического моделирования и оценки эффективности.

Основная часть. В общем случае ЛА, как объекты распознавания, могут быть описаны функционалом

$$\Lambda_l = \{R_{li}[A_{li}(\alpha_v)], C_{lk}[a_{lk}(\alpha_\mu)]\},$$
$$l = \overline{1, L}, i = \overline{1, n}, k = \overline{1, m}, \quad (1)$$

где $R_{li}[A_{li}(\alpha_v)]$, $l = \overline{1, L}$, $i = \overline{1, n}$, - перечень классов бортовых РЛС l -го класса ЛА;

L – количество классов ЛА,

n - количество классов БРЛС;

При этом перечень классов излучений СРСУ l -го класса:

$$C_{lk}[a_{lk}(\alpha_\mu)], l = \overline{1, L}, k = \overline{1, m}, \quad (2)$$

где m – количество классов излучений бортовых СРСУ.

Структурная схема системы имитационно-математического моделирования

используемая для оценки эффективности распознавания классов (типов) ЛА приведена на рис. 1.

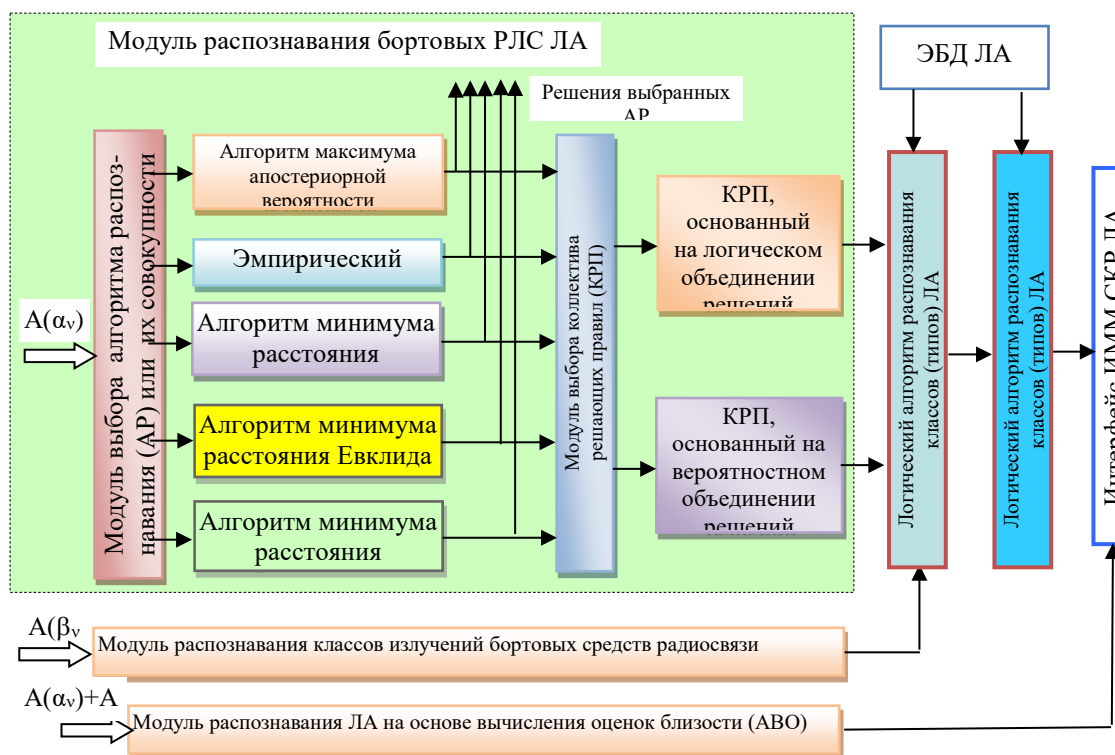


Рис. 1 Структурная схема системы имитационно-математического моделирования

Приведенная система имитационно-математического моделирования позволяет проводить моделирование и оценку эффективности процесса распознавания бортовых РЭС и ЛА в нескольких режимах. Например, с использованием только вектора сигнальных признаков излучений БРЛС или вектора СРСУ. Помимо этого существует возможность комплексирования данных векторов в процессе распознавания.

В качестве базового метода комплексирования был использован объединённый вектор бортовых РЛС и СРСУ - $\Lambda_1(1)$. В качестве базовых алгоритмов использованы: статистический, эмпирический и алгоритмы сопоставления, основанные на оценке степени близости образов распознаваемых объектов. К ним относятся алгоритмы распознавания по минимуму расстояния Махаланобиса, расстояния Евклида и расстояния Хемминга.

В качестве альтернативы была разработана двухступенчатая процедура распознавания классов ЛА (рис 2.). На первой ступени осуществляется отдельное распознавание типа бортовой РЛС и класса СРСУ по соответствующим векторам сигнальных признаков. На второй ступени по результатам распознавания типа бортовой РЛС и класса СРСУ распознаются классы и типы ЛА с помощью логического алгоритма, который основан на сопоставлении полученных результатов с базой данных принадлежащих ЛА типам бортовых РЛС и классам СРСУ.

В тестовой БД содержатся данные о 8 классах, 24 типах ЛА и 1578 сигнатурах радиоизлучений бортовых РЭС, являющихся комбинацией 101 эталонной сигнатуры бортовых РЛС и 20 эталонных сигнатур бортовых СРСУ. Пример результатов распознавания в режиме «Две ступени» и БРЭС+СРСУ приведен соответственно на рис.3 и рис.4, а их сравнительная характеристика представлена в табл. 1.

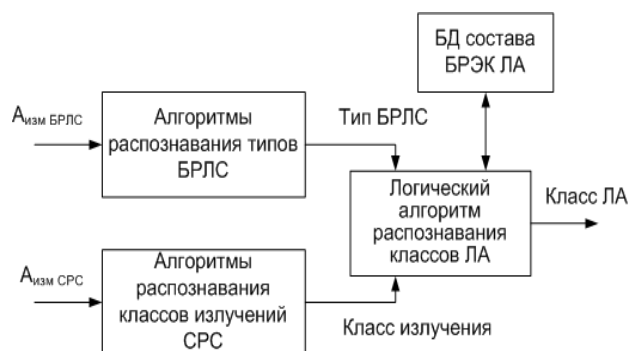


Рис. 2 Структурная схема двухступенчатой процедуры распознавания класса ЛА

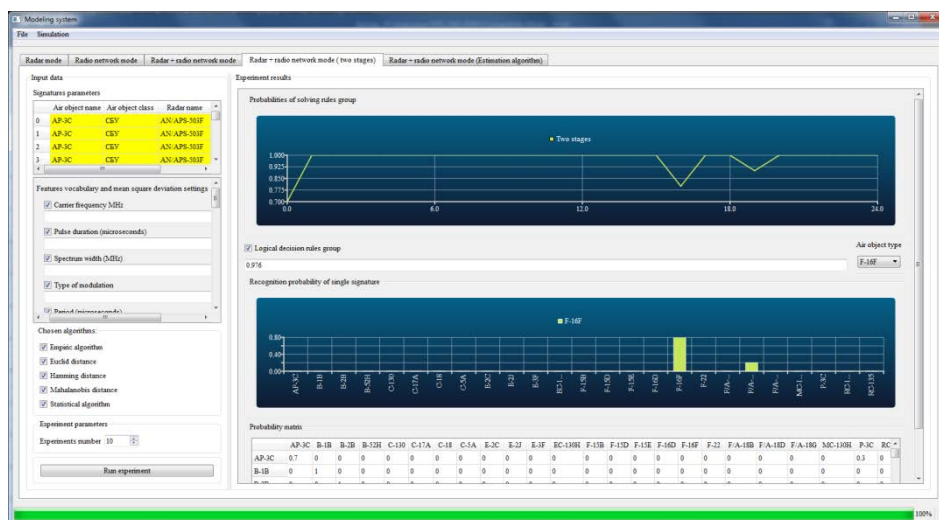


Рис. 3 Экранная форма результатов распознавания класса (типа) в режиме «Две ступени»

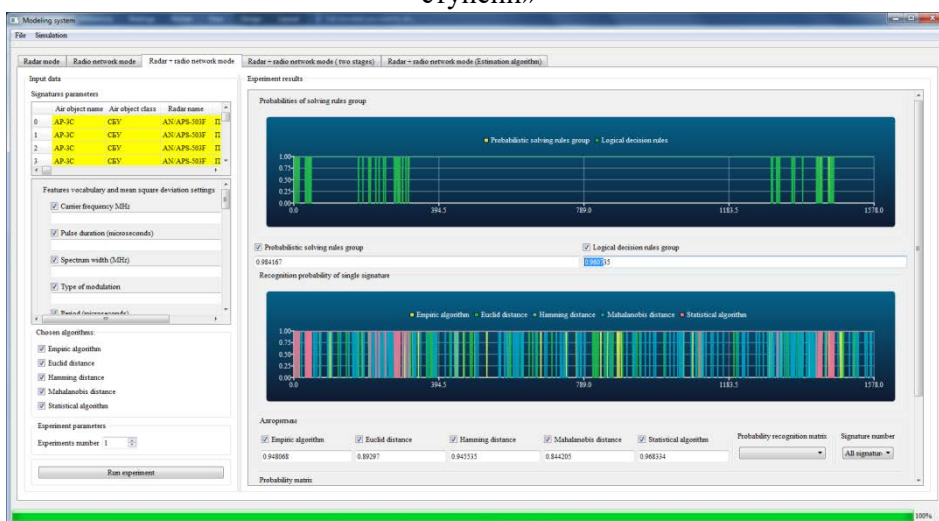


Рис. 4 Экранная форма результатов распознавания класса (типа) в режиме «БРЭС+СРСУ»

Таблица 1 - Вероятности правильного распознавания классов ЛА в режиме «БРЭС+СРСУ» и «Две ступени»

Количество признаков	Ошибка измерения	Вид алгоритма			
		«БРЭС+СРСУ»		«Две ступени»	
		вероятность	время (с)	вероятность	время (с)
25	$\Sigma_1 = \{\sigma_{v1}\}$	0.9607	123	0,976	15

Выводы. Результаты моделирования показали, что при использовании словаря сигнальных признаков из 25 параметров, которые описывают режимы работы БРЛС и СРСУ, два режима комплексного распознавания воздушных РИО дают схожие результаты по вероятности правильного распознавания классов (типов) ЛА. Но при этом время расчета существенно ниже при использовании режима «Две ступени», что позволяет сделать выводы о том, что использование этого режима на полном векторе сигнальных признаков повышает эффективность работы системы распознавания с точки зрения временных затрат.

Список литературы.

1. Киселев Д.Н. Радиомониторинг и распознавание радиоизлучений / Д.Н. Киселев, О.Ю. Перфилов: Учебное пособие для вузов– 2015. – 90 с.
2. Тамбиева Д.Т., Гусева Л.Л. Решение задач радиомониторинга // Современные наукоемкие тех-нологии. – 2006. – № 6. – С. 63–64. Режим доступа: <http://www.top-technologies.ru/ru/articl/view?id=22867>
3. Калюжный Н.М., Николаев И.М., Попов А.М., Колесник В.И. Исследование влияния информативности и точности измерения параметров сигналов на эффективность распознавания типов и режимов работы радиоизлучающих источников//Сборник научных трудов 4-го Международного радиоэлектронного форума «Прикладная радио-электроника. Состояние и перспективы развития» (МРФ – 2011), 2011, т. 1, ч. 2, с. 162-165.
4. Николаев И.М. Статистический синтез алгоритма распознавания источников радио-излучений по сигнальным признакам интервального типа. / И.М. Николаев, А. А. Адаменко, С. В. Закиров, Э.Э. Асанов. // "Радиотехника" Всеукраинский межведомственный технический сборник – ХНУРЭ, 2001.– Вып. 123. – С. 122–124.
5. Николаев И.М. Сравнительная оценка эффективности алгоритмов распознавания источ-ников радиоизлучений методом статистических испытаний./И.М. Николаев, Л.Л. Семенкевич // Збірник наукових праць, Харків.:ОНДІ ЗС, вып. 2 (7), 2007, с. 98–107.

МЕТОДИКА ФОРМАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССА РАСПОЗНАВАНИЯ СОСТОЯНИЙ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИСЧИСЛЕНИЯ ПРЕДИКАТОВ

¹Прохоров В.П., ¹Калюжный Н.М., ¹Колесник В.И., ²Николаев И.М.

¹Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, г. Харьков, пр. Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68,
E-mail: mykola.kaliuzhnyi@nure.ua

²Харьковский национальный университет Воздушных Сил им. Ивана Кожедуба,
г. Харьков, ул. Сумская, 77/79, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

The technique of formalization of the process of recognition of states of radio-emitting objects on the basis of the predicate calculus for its use in the expert system in the process of modeling in the system of complex state recognition is considered. Formation of axioms of the knowledge base is made on the basis of a visual network model, which ensures the formation of adequate models of knowledge and increases their reliability and validity.

Введение. Процесс распознавания радиоизлучающих объектов (РИО) и их состояний по многим параметрам, имеющим некоторую степень неопределенности, относится к информационным логико-аналитическим задачам. Существуют различные методики формализации таких задач, анализ которых показывает, что наиболее перспективными являются методики, использующие формально-логический или когнитивный подход, основанный на знаниях [1]. Данный подход к формализации реализуется на основе интеллектуальных информационных технологий [1].

Целью данного исследования является разработка методики формализации процесса распознавания состояний РИО на основе исчисления предикатов первого порядка, реализуемой в интеллектуальной экспертной системе распознавания состояний (ЭСРС) РИО, созданной на основе программной среды разработки интеллектуальных систем [2].

Описания возможных состояний РИО в ЭСРС представляются в виде правил (аксиом) на этапе создания баз знаний (БЗ) системы. Формирование решения задачи производится на основе логического вывода в ЭСРС. Эффективность распознавания состояний РИО в ЭСРС зависит от адекватного описания задачи в виде логических моделей знаний. При этом основной проблемой создания корректных и эффективных баз знаний системы является разработка методики формализации процесса распознавания состояний РИО, обеспечивающей адекватное соответствие разработанных моделей знаний реальным РИО.

Основная часть. Методика формализации логико-аналитических задач распознавания состояний различных РИО в исчислении предикатов первого порядка включает следующие этапы:

- анализ оснащенности РИО радиоэлектронными средствами и их режимов работы в различных состояниях РИО;
- определение исходных данных, необходимых для распознавания состояний различных классов;
- разработка информационной модели возможных состояний РИО;
- разработка сетевой модели распознавания состояний РИО;
- структуризация исходных данных и определение способа их получения;
- определение целевых функций (целевых состояний) распознавания;
- составление списка вопросов к ЭСРС, необходимых для получения целевых состояний и анализа результатов их вывода, в том числе промежуточных результатов;
- определение необходимых первичных предикатов;
- формирование правил (аксиом) вывода решений (достижения целевых состояний) по каждому возможному состоянию РИО;
- отладка базы правил в ЭСРС РИО.

Выделим три группы классов РИО по способу базирования: воздушные, наземные и надводные. Данные группы РИО могут существенно отличаться составом классов, типов и особенно их количеством. Для каждой группы классов РИО всегда можно создать свою методику, учитывающую особенности режимов функционирования, параметров и классов средств излучения. Кроме того, есть ограничения формально-логического языка представления знаний в ЭСРС. Это приводит к необходимости структуризации исходных данных для формализации задачи распознавания состояний РИО с учетом класса РИО и требований ЭСРС. Однако также могут возникнуть проблемы формализации типов РИО и в самих классах из-за большого разнообразия типов РИО каждого класса.

Следовательно, говорить об универсальной методике формализации данной задачи преждевременно пока не будут рассмотрены РИО всех классов. После этого можно будет рассмотреть возможность унификации предлагаемых методик для задачи распознавания состояний различных классов. Для распознавания заданных типов воздушных РИО одного класса целесообразно рассмотреть универсальную методику формализации общей логико-аналитической задачи распознавания состояний РИО для данного класса.

Для каждой задачи необходимо составить список возможных вопросов со стороны системы моделирования для автоматического режима и пользователей системы для диалогового режима. Список вопросов определяет минимально необходимое число правил в базе правил БЗ для получения (логического вывода) ответа (следствия). Однако каждое такое результирующее правило (аксиома теории), может состоять из нескольких частных правил, определяющих промежуточные предикаты. Количество таких правил зависит от принятой схемы сетевой модели задачи.

В качестве исходной информации выступают конкретные данные из базы данных системы комплексного распознавания (СКР), которые конвертируются универсальным программным модулем ЭСРС в базу фактов предметной области в виде первичных предикатов БЗ. На основе первичных предикатов создаются модели знаний в виде формализованных теорий (правил) на языке исчисления предикатов первого порядка.

Связь между параметрами РИО и его состоянием задается описательной моделью РИО, которая затем представляется в виде таблицы. Пример описательной (информационной) модели воздушного РИО приведен в табл. 1.

Целесообразно все радиоизлучающие средства (РЭС) разделить на подгруппы: РЛС и средства радиосвязи и управления (СРСУ). Основными признаками распознавания бортовых РЛС являются режимы и параметры радиоизлучений, изменяемые в зависимости от решаемой задачи, а признаками распознавания СС - их класс излучения.

В основу формализации задач предметной области системы положено логическое исчисление предикатов первого порядка. Для разработки адекватных моделей знаний целесообразно задачу распознавания состояний представлять графически в виде сетевой модели, представленной на рис.1. На сетевой модели рис.1 и в табл.1 показано, что состояние РИО однозначно определяется режимом работы его бортовой РЛС с некоторой вероятностью распознавания данного режима. Другие радиолокационные средства, работающие в одном режиме, и СРСУ только повышают достоверность и вероятность распознавания состояния РИО, но самостоятельно могут не дать однозначного ответа о состоянии РИО.

Так, из рис.1 видно, что средства связи CC_1 и CC_k характеризуют несколько состояний РИО, а CC_2 определяет только состояние CP_2 . По совместной работе СС и их классам излучения можно распознать комбинированные состояния работы СС, которые характеризуют и повышают достоверность распознавания возможных состояний РИО с некоторой вероятностью.

По данной сетевой модели разрабатываются модели знаний БЗ, которые отражают дерево поиска доказательств, корнем (вершиной) которого будет последний выведенный по правилам предикат, дугами - связи, определенные формулой, с вершинами (предикатами) посылки. Нижние вершины дерева будут соответствовать первичным

предикатам. В процессе логического вывода осуществляется синтез программы решения задачи по правилам (аксиомам) БЗ ЭСРС. В докладе будет подробно рассмотрен пример определения первичных предикатов и формирования правил для распознавания конкретных состояний РИО

Таблица 1

Модель возможных состояний РИО

№ п/п	Тип, режим работы бортовой РЭС	Номер состояния РИО								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	РЭС 1				10			10		10
2	РЭС 2, режим 1	1								
3	РЭС 2, режим 2		2							
4	РЭС 2, режим 3			3						
5	РЭС 2, режим 4				4					
6	РЭС 2, режим 5					5				
7	РЭС 2, режим 6						6			
8	РЭС 2, режим 7							7		
9	РЭС 2, режим 8								8	
10	РЭС 2, режим 9									9
11	РЭС 3						11	11		
12	РЭС 4, класс излучения 4					12		12	12	12
13	РЭС 5, класс излучения 5		13	13	13					
14	РЭС 6, класс излучения 6							14	14	14

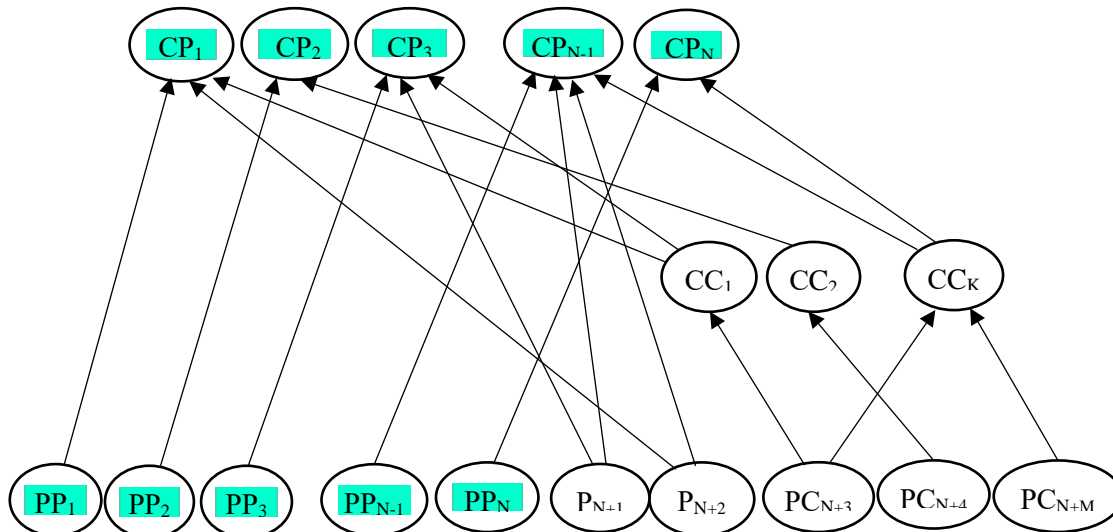


Рисунок 1 – Сетевая модель распознавания состояний РИО.

Обозначения: PP_i - i -ый режим работы РЭС (РЛС); P_j - j -ый РЭС, работающий в одном режиме; PC_m - m -ый класс излучения СС; CC_k - k -ое состояние работы СС; CP_n - n -ое состояние РИО.

Предикат – “Имя предиката (V_1, V_2, \dots, V_n)”, есть n -местное (зависимое от n переменных) отношение между объектами рассматриваемой предметной области, выделенными экспертом для описания задачи и обозначенных именами - переменными: V_1, V_2, \dots, V_n . Первичный предикат определяется на основании данных, которые поступают из базы данных с помощью программы означивания, определенной заранее

для данного предиката.

Вторичные предикаты определяются на основании формул (правил) вида:

$\text{ПРЕД1}(V_1, \dots, V_n) \& \text{ПРЕД2}(V_1, \dots, V_k) \& \dots \& \text{ПРЕДm}(V_1, \dots, V_m) \rightarrow \text{ПРЕД}(V_1, V_2, \dots, V_p)$.

Здесь выражение до знака “ \rightarrow ” есть посылка (условная часть), после знака “ \rightarrow ” - вторичный предикат - вывод (следствие).

Кроме указанных есть еще один тип предикатов - предикаты порядка, истинность которых вычисляется внутренним программным модулем алгоритма логического вывода после подстановки вместо аргументов предикатов определенных значений.

Предикаты порядка состоят из имени и двух аргументов:

“Больше (V1,V2)”;

“Меньше (V1,V2)”;

“Не больше (V1,V2)”;

“Не меньше (V1,V2)”;

“Равно (V1,V2)”;

“Не равно (V1,V2)”;

“Тождество (V1,V2)” – присвоение

переменной V1 имени V2.

Для описания задач логико-расчетного характера предусмотрена возможность

выполнения расчетов или процедур в процессе логического вывода решения. Это

обеспечивается путем введения в предикат наряду с переменными и константами, так

называемых, встроенных функций. Встроенные функции или процедуры образуют

библиотеку встроенных функций, включенную в процедуру логического вывода.

Таким образом, для примера распознавания состояния РИО №8 согласно табл.1

необходимо 5 правил, связанных между собой в едином дереве вывода. Два правила для

распознавания классов излучения СС №12 и №14. По одному правилу для распознавания

режима работы РЛС №8, распознавания совместной работы СС №12 и №14 и собственно

распознавания состояния РИО №8.

В ЭСРС используется специальный механизм логического вывода,

представляющий собой модифицированный метод резолюций для исчисления

предикатов первого порядка [3].

Выводы. Предложенная методика позволяет создавать информационно-логические

модели знаний для ЭСРС радиоизлучающих объектов любой сложности и различных

классов. Формирование аксиом базы знаний производится на основе наглядной сетевой

модели, что обеспечивает формирование адекватных моделей знаний и повышает их

достоверность. Использование в правилах встроенных функций расчета вероятностей

распознаваемых средств и состояний обеспечивает быстрый и эффективный способ

получения общей вероятности распознаваемых состояний РИО с учетом всех

распознаваемых РЭС радиолокации, связи и управления. Реализация изложенной

методики в экспертной системе распознавания состояний радиоизлучающих объектов на

практике подтвердила ее высокую эффективность.

Литература:

1. ДСТУ 2481-94. Системи оброблення інформації. Інтелектуальні інформаційні технології. Терміни та визначення [Текст]. – Введ. 01-01-1995. – К.: УкрНДІССІ, 1994.

2. Прохоров А. В. Облачная платформа разработки интеллектуальных систем поддержки принятия решений [Текст] / А. В. Прохоров, В. П. Прохоров, А. О. Матюшко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Системний аналіз, управління та інформаційні технології. 2015. Х.: НТУ «ХПІ», №58 (1167). С. 72-76.

3. Нильсон Н. Искусственный интеллект. Методы поиска решений [Текст] / Пер. с англ. В.Л. Стефанюка / Под ред. С.В. Фомина. – М.: Мир, 1973. – с.272.

ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ СОСТОЯНИЙ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАСПОЗНАВАНИЯ ТИПОВ И РЕЖИМОВ РАБОТЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

¹Guo Чан (Guo Giang), ²Прохоров А.В., ³Прохоров В.П., ³Хряпкин А.В.,

¹Харбинский инженерный университет Китайской народной республики
21 Building, No. 145 Nan Tong Street, Nangang District, Harbin, Hei Longjiang,
P.R.China, 150001, тел: (0451)-8251-9801-608, E-mail: guoqiang@hrbeu.edu.cn

²Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ";
61070, г. Харьков, ул. Чкалова 17, тел. (057) 788-43-02, E-mail: o.prokhorov@khai.edu

³Харьковский национальный университет радиоэлектроники
61166, г. Харьков, пр. Науки, 14, т/ф (+38) 057-702-10-68, E-mail: 3rmorti7@gmail.com

The structure of the instrumental environment for creating an expert system for recognizing the states of radio-emitting objects is given. Modes of functioning of the expert system and its advantages are considered. It is shown that the expert system of state recognition has great opportunities for representation and processing of knowledge, for analyzing the results of logical inference of solutions in a dialog question-answer mode in natural language.

Введение. Внедрение интеллектуальных экспертных систем возможно с учетом реальных потребностей по решению задач принятия решений, в том числе задач распознавания различных объектов и состояний, и повышения уровня интеллектуализации существующих информационно-управляющих систем различного уровня и назначения, возможностей интеграции компонент интеллектуального анализа и логического вывода в любую существующую или проектируемую информационно-аналитическую систему.

Необходимость в совершенствовании и развитии технологий принятия решений в информационно-аналитических системах, в процессе моделирования и анализа результатов в системе комплексного распознавания (СКР) радиоизлучающих объектов (РИО) и их состояний обуславливается непрерывным возрастанием сложности объектов и процессов распознавания с одновременным сокращением времени на анализ проблемной ситуации, прогнозирование ситуаций, оценку последствий принимаемых решений [1]. Этот процесс требует много времени и высокой квалификации для того, чтобы точно и объективно оценить обстановку. Анализ мирового опыта показывает, что при автоматизации процесса принятия решений наиболее перспективным является использование информационных систем, основанных на знаниях, формализуемых в рамках технологий искусственного интеллекта и опыте высококвалифицированных специалистов, накапливаемом в базах знаний экспертных систем.

Целью данного исследования является разработка экспертной системы распознавания состояний (ЭСРС) РИО, которая обеспечит: повышение степени интеллектуализации существующих информационных СКР РИО по их распознанным радиоэлектронным средствам и результатам обработки данных существующими статистическими методами; адаптацию к изменению задач и целей функционирования; накопление и повторное использование знаний при выполнении заданий в процессе моделирования в СКРС РИО.

Основная часть. Интеллектуальная ЭСРС РИО по данным мониторинга создается с использованием инструментальной среды разработки, которая представляет собой удобную в использовании платформу, обеспечивающую поддержку всех этапов по созданию интеллектуальных систем различного назначения на основе баз знаний и их адаптации для решения прикладных задач в любых предметных областях.

Инструментальная среда создания ЭСРС [2] обеспечивает наполнение, корректировку и пополнение базы знаний интеллектуальной системы в процессе ее эволюционного развития. ЭСРС обеспечивает режимы: диалоговый вопросно-ответный (на естественном языке); автоматический для формирования решений по распознаванию состояний РИО и рекомендаций в процессе моделирования; объяснения получаемых

результатов и другие. В процессе моделирования в СКР РИО используется автоматический режим. При анализе результатов моделирования может использоваться вопросно-ответный режим совместно с режимом объяснения результатов, как наиболее эффективный с минимальными временными затратами.

База знаний (БЗ) – включает в себя базу правил или аксиом и базу вопросов и предназначена для формализованного описания логических задач на простом внутреннем языке описания экспертных знаний. В основу формализации задач предметной области системы положено логическое исчисление предикатов первого порядка. Модуль логического вывода – центральный элемент ядра программного комплекса, предназначенный для логического вывода следствий (ответов) из системы правил (аксиом), которые находятся в БЗ, с использованием модифицированного метода резолюций.

Гибкая открытая структура среды позволяет расширять функциональные возможности системы и круг задач, решаемых в процессе ее эксплуатации, а также постоянно повышает точность анализа, планирования, организации, координации и контроля принимаемых решений за счет использования накапливаемого в БЗ опыта. Наличие достаточно полных моделей знаний в конкретной предметной области, например в ЭСРС РИО, обеспечивает диагностику и прогноз их поведения с высокой степенью достоверности. На основании этих правил и базы фактов в процессе логического вывода формируются результаты распознавания возможных состояний РИО.

Процесс принятия решений в ЭСРС РИО осуществляется на основе анализа обстановки или ситуаций, определяемых и связанных с параметрами РИО стохастическими моделями по первичным признакам в СКР. На основании этих данных в процессе логического вывода в ЭСРС формируются результаты распознавания возможных состояний РИО. На рис. 1 приведена общая схема формирования таких решений в ЭСРС. Данная схема наглядно показывает этапы интерпретации знаний на основе конкретных данных и фактов в складывающейся обстановке с РИО.

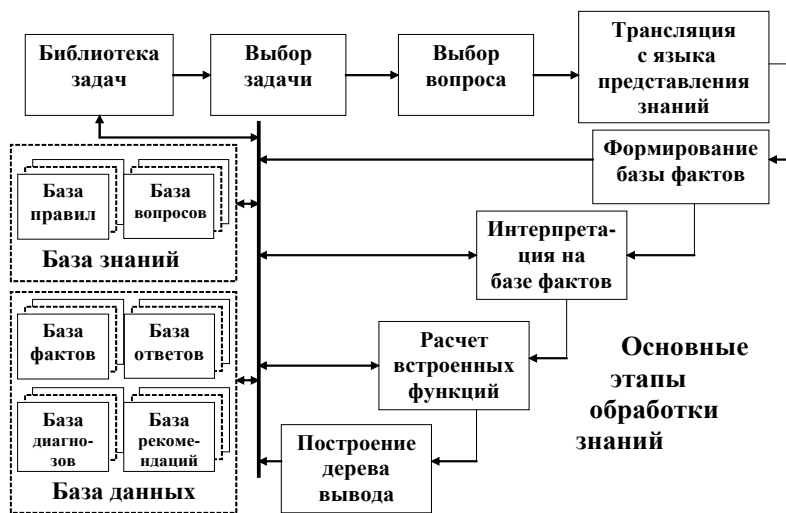


Рисунок 1 – Общая схема формирования решения в ЭСРС

После входа в систему необходимо выбрать задачу, базу знаний которой можно отредактировать в окне режима «База правил», представленного на рис. 2. В базе знаний для каждого предиката указывают его тип (первичный – означается данными из СКР РИО, вторичный – определяется формулой, расчетный – означается фактами, полученными в результате логического вывода), внутреннее представление на специальном формализованном языке, семантическое содержание, формулу вычисления

предиката (для вторичных), формулу определения фактов (для расчетных). Семантическое содержание предиката представляет собой текст ответа на вопрос. В семантическом содержании указываются переменные куда будет подставлены значения, найденные в результате логического вывода. Кроме указанных, есть еще один тип предикатов – предикаты порядка («БОЛЬШЕ», «МЕНЬШЕ», «РАВНО» и др.), истинность которых исчисляется модулем логического вывода после подстановки вместо термов предикатов фактических значений.

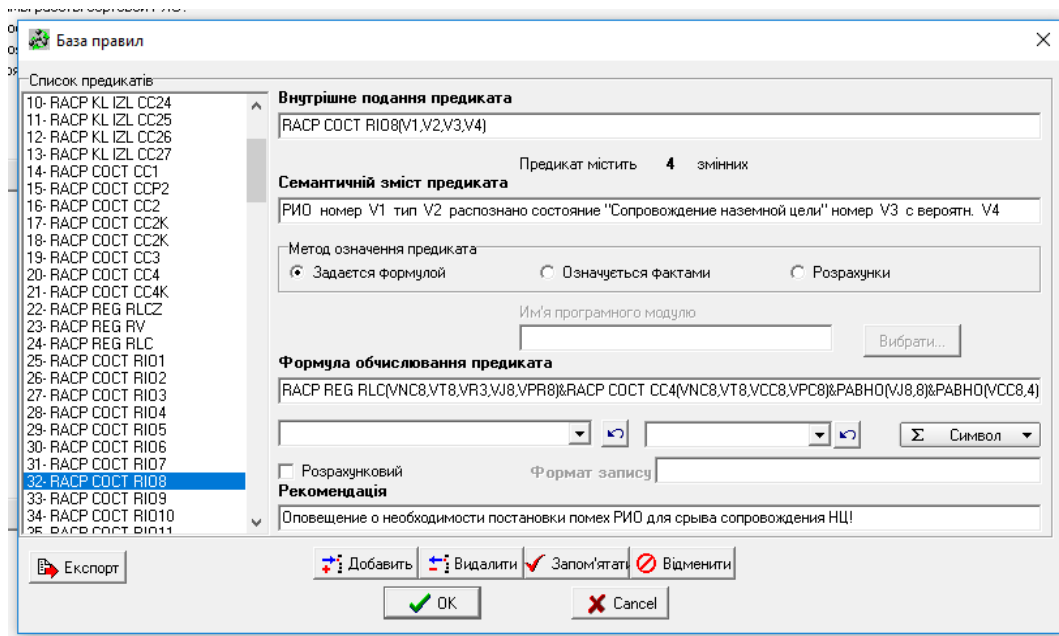


Рисунок 2 – Редактирование базы правил

Ввод и корректировка вопросов осуществляются в режиме редактирования базы вопросов. Окно вопросно-ответного режима (рис. 3) разбито на четыре составных части: «Список задач», «Список вопросов», «Ответ», «Объяснение». Список задач содержит решаемые функциональные задачи. При этом каждой задаче соответствует своя база знаний – база правил и вопросов.

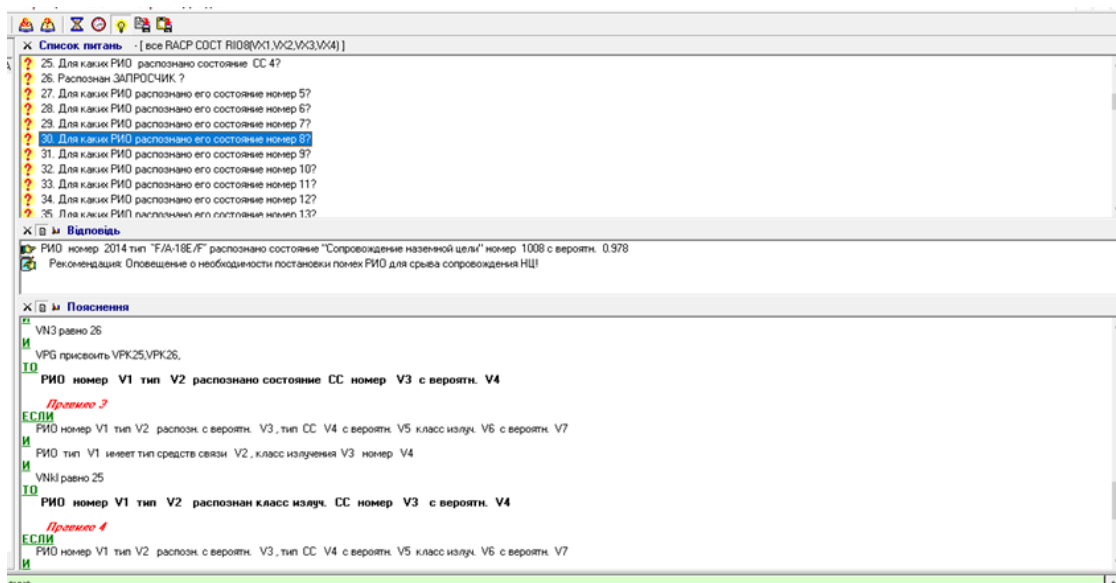


Рисунок 3 – Вопросно-ответный режим с объяснением решения

Если включен режим объяснения, то в части «Объяснение» будет дана информация о причинах получения данного ответа: фактов и правил, которые были задействованы в логическом выводе решения. Объяснение может быть представлено также и в виде дерева вывода (рис. 4).

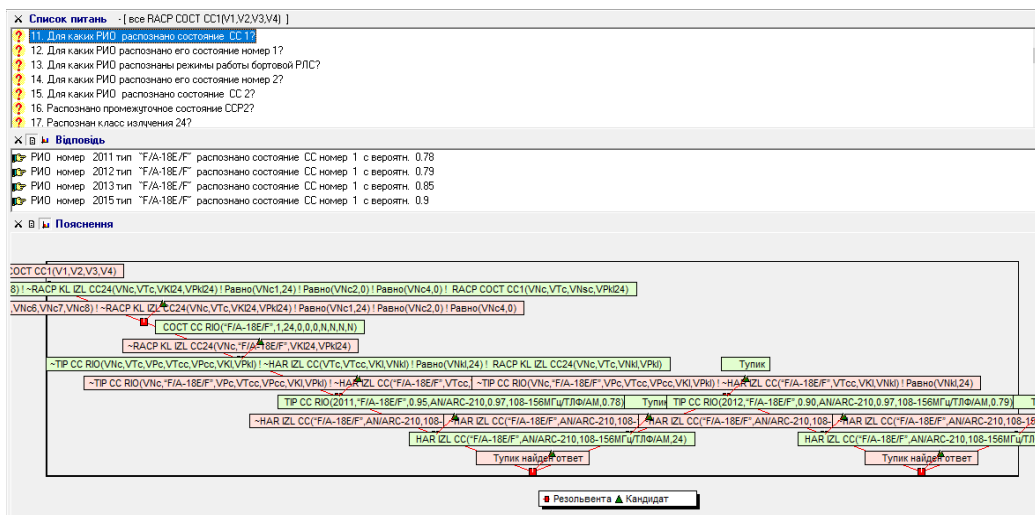


Рисунок 4 – Режим объяснения с построением дерева вывода

Возможен просмотр ответов, как в текстовом, так и в графическом режиме. В случае отображения ответов в графическом виде используется конструктор диаграмм, где выбирается тип диаграммы, переменная для оси X, переменная для оси Y (рис. 5).

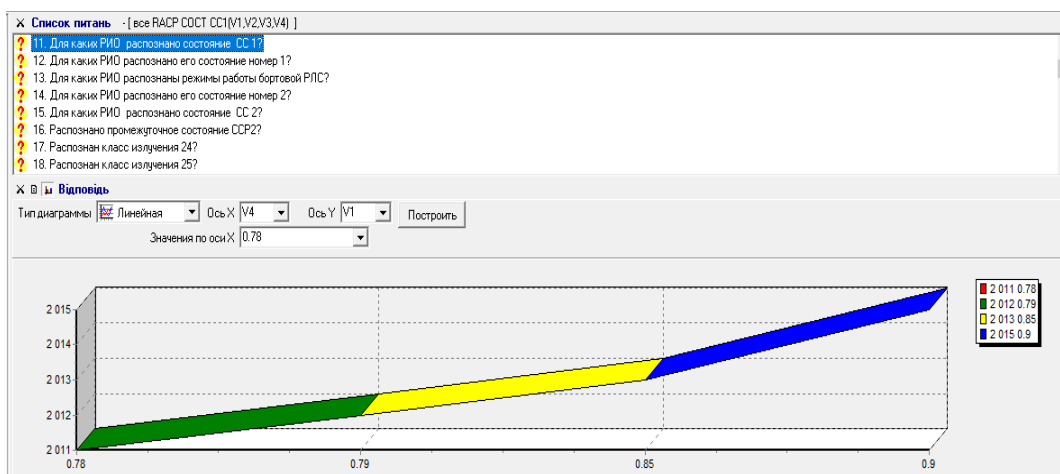


Рисунок 5 – Просмотр ответов в графическом виде

В процессе моделирования в СКР РИО используется автоматический режим. В автоматическом режиме (рис. 6) на основании выбранной задачи пользователь получает соответствующий список вопросов и отмечает «галочкой» те из них, на которые система будет искать ответ с заданной периодичностью и помещать их в архив «Отчет». Панель управления автоматическим режимом включает в себя: кнопки запуска, паузы, останова, индикаторы таймера, времени, количества вопросов и процесса формирования базы фактов.

Основными преимуществами ЭСРС РИО являются:

- возможность формирования моделей знаний для новых задач и новых РИО других классов;
- возможность интеграции с другими информационными системами, СУБД и

облачными сервисами; диалоговое взаимодействие на естественном языке;

- возможность формирования цепочки событий, фактов, критериев и правил объяснения предлагаемых решений;
- формализация задачи производится без программирования на понятном языке представления знаний;
- синтез программ и интерпретация исходных данных осуществляется в процессе логического вывода;
- семантика следствий может содержать рекомендации по выполнению необходимых действий при распознавании важных и опасных состояний РИО;
- повышение качества, достоверности и сокращение времени на распознавание состояний РИО и на анализ полученных результатов.

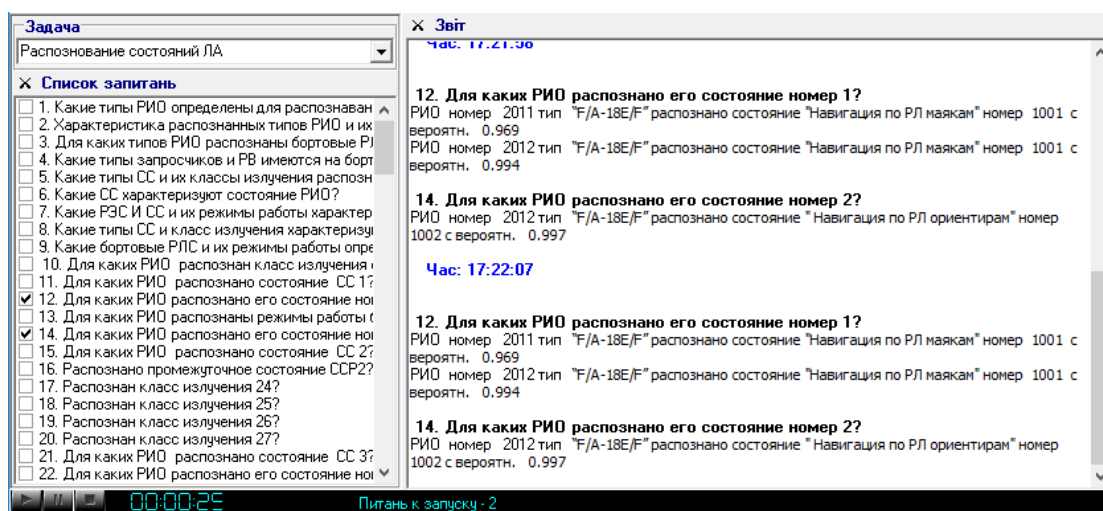


Рисунок 6 – Автоматический режим работы

Выводы. Разработка ЭСРС РИО осуществлена с применением современных интеллектуальных информационных технологий, обеспечивающих сбор, обработку отображение разнородной информации, их анализ и выработку рекомендаций по ее использованию. Результаты проведенных исследований и практической реализации разработанной системы могут быть использованы при разработке сложных систем и средств радиомониторинга, оценивания, контроля, и прогнозирования развития радиоэлектронно-объектовой обстановки. Реализация экспертной системы распознавания состояний радиоизлучающих объектов на практике подтвердила ее высокую эффективность. В дальнейшем совершенствование ЭСРС может идти по пути создания универсальной системы распознавания объектов любой сложности и физической природы, распознавания и прогнозирования динамики развития ситуаций, объединения и обработки информации от разнородных источников.

Литература:

1. Калужный Н. М. Моделирование распознавания летательных аппаратов по излучениям бортовых радиоэлектронных средств коллективом решающих правил / Н. М. Калужный, В. И. Колесник, А. В. Хряпкин, И. М. Николаев // Системы обработки информации. - 2016. - Вип. 9. - С. 18-22.
2. Прохоров А. В. Облачная платформа разработки интеллектуальных систем поддержки принятия решений [Текст] / А. В. Прохоров, В. П. Прохоров, А. О. Матюшко // Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Системний аналіз, управління та інформаційні технології. 2015. Х.: НТУ «ХПІ», №58 (1167). С. 72-76.

АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ

- Chi Zongtao -241
 Dudnik O.V -196
 Figurski M. -196
 Flores-Fuentes Wendy -55
 Guo Giang -304, 312
 Hernández-Balbuena Daniel -55
 Hu Wenfei -237
 Ivanov Mykhailo -55
 Kartashov Vladimir -55
 Lindner Lars -55
 Mercorelli Paolo -55
 Nechitaylo S.V. -96
 Nykiel G. -196
 Rivas-Lopez Moises -55
 Rodriguez-Quiñonez Julio -55
 Sergiyenko Oleg -55
 Sukharevsky O.I. -96
 Tolstykh Yelizaveta -55
 Tyrsa Vera -55
 Vasilets V.A. -96
 Wang Suzhen -241
 Wang Yani -237
 Zanimonskiy Y.M. -196
 Zanimonskiy Y.Y -194
 Zhang Hao -241
 Zheng Yu -241, 278
- А**
- Анохин М.А. -68
 Антонюк В.П. -221
 Атаманский Д. В. -6, 13
- Б**
- Бабкин С.И. -107
 Бакуменко Б.В. -13
 Безрук В.М. -225, 288, 299
 Благодарный В.Г. -294
 Бобало Ю.Я. -135
 Богом'я В. І – 17
 Бондаренко А.В. -266
 Борцова М.В. -50
- В**
- Васильева Е.М. -212
 Виноградова А.А. -178
 Волошин А. П. -61
 Высоцкий О.В. -13
- Г**
- Галицкий О.Ф. -155
 Галкин С.А. -278, 294
 Гармаш Е.Н. -71
 Глазунов А. С. -85
 Глушеченко Э.Н. -142, 145
- Головняк Д.В. -21
 Гривачевський А.П. -269
 Гузь В.И. -61
 Гуо Чан -304, 312
 Гутник В. Г. -85
- Д**
- Данилин А.Б. -23
 Денисенко А.П. -40
 Джин Юн -278
 Дмитренко І.В. -228
 Дорошенко С.В. -111
 Дохов А.И. -200
- Ж**
- Жалило А.А. -212, 216
 Живолуп Т. Г. -27
 Жирнов В.В – 31, 42
 Жуга Г.А. -35
 Жуйков Д.Б. -13
- З**
- Заволодько А.Э. -104
 Задонский А.И. -284
 Зайченко А.Н. -23, 40
 Занимонский Е.М. -205
 Запрута О. А. -155
 Зарицкий В.І. -79
 Захаров А.В. -45
 Захаров І. І. -184
 Зима И.И. -31, 42
 Зубков А.М. -269
 Зубков О.В. - 68
- И,І**
- Иваненко С.А. -225
 Иваненко С.А. -228
- К**
- Калімулін Т.М. -21
 Калугин В. В. -232
 Калюжный Н.М. -225, 278, 284, 288, 294, 299, 304, 308
 Кариков В.К. -45
 Карлов А.Д. -50
 Карлов В.Д. -48
 Карлов Д.В. -50
 Карташов В.М. -68, 75, 174
 Катюшин Е.А. -6
 Катюшин С.А. -79
 Катюшина Е.В. -200
 Кипенский А.В. -284
 Клімішен О.О. -50
 Кобзев А.В. -247
 Ковшарь В.А. -278, 284
 Кокотов О.В. -266

Колендовская М.М. -178
Колесник В.И. -299, 308
Колисниченко М.В. -148
Колосков А.А. -205
Конин В.В. -187
Корсак В.Ф. -273
Корсун В.И. -284
Корсун В.І. -273
Корытцев И.В. -68
Кочергин А. Г. -232
Кравец И.О. -65
Кривов'яз А.Т. -191

Л

Лаврентев В.Н. -71
Лазько Л.В. -269
Левский Н.А. -75, 178
Леонов І.Г. -48
Лепеха Н.Г. -75
Леховицкий Д. И. -6
Леховицький Д.І. -79
Липатов В.П. -61
Лисечко В.П. -264
Ліщенко В.М. -83
Логвинов М. Ю. -85
Логвинов Ю. Ф. -85
Локтионов С.В. -182
Лукьянова О.А. -200
Лутчак О.В. -273

М

Мазиашвили А.Р. -252
Мазуренко А.В. -40
Марков В.И. -61
Мельничук В.М. -254
Мерзликин А.А. -90
Мимріков Д.О. -269
Міськів А.В. -135
Міськів В.-М.В. -135
Могила А.А. -92
Монго Бридел Виел -104
Мороз Г.В. -121
Мурзин М.В. -247

Н

Наритник Т.М. -273
Николаев И.М. -288, 294, 304, 308
Никулкин В.А. -178
Нос А.І. -48

О

Обод А.І. -101
Обод И.И. -104
Олейников В.Н. -107, 111
Остапенко Д.А. -61

П

Панасенко С. В. -27
Перельгин Б.В. -115
Пиза Д.М. -121
Пилипенко А.М. -145
Підченко С.К. -119
Пічугін І.М. -50
Пічугін М.Ф. -50
Плешаков Г.А. -256
Полікаровських О.І. -254
Порошин С.М. -125
Посошенко В.А. -131
Прокопенко Є.М. -260
Прохоров А.В. -312
Прохоров В.П. -308, 312
Прудис І.Н. -135, 269
Прядка К.О. -207
Пшеничный В.Д. -111

Р

Резниченко А.И. -205
Романенко В.В. -247
Рошинец А.В. -65
Рябуха В.П. -6, 79
Рябчук А.Ф. -210

С

Садовый К.В. -13
Сальников Д.С. 139
Свергунова Ю.О. -264
Свид І.В. -151
Селезнев И.С. -178
Семенов Д.С. -121
Семеняка А.В. -6, 79
Сергиенко О.Ю. -75
Сидоров Г.И. -178
Скорик А.Б. -155
Сніцаренко П.М. -159
Солонская С.В. -31
Стадник А.М. -164
Стрельницький О.О. -168
Сундучков И.К. -145, 148, 210
Сытник О.В. -170

Т

Таранчук А.А. -119
Тимошенко А.В. -40
Тимошук О.М. -17
Толстых Е.Г. -174
Трофименко Ю.В. -50

У

Усик В.В. -125
Усиченко А.В. -23

Ф

Фабіровський С.С. -269

Х
Хлопов Г.И. -92
Хряпкин А.В. -288, 299, 304, 312
Худов Г.В. -21, 83

Ц
Цирик Е. С. -155
Цопа А.И. -90, 139

Ч
Чеботов А.В. -232
Черноморд Е.И. -256
Чмиль В.В. -145, 210
Чмиль В.М. -145, 148
Чобану П.В. -178

Ш
Шаля Ю.Ю. -182
Шейко С.А. -107
Шишков Ф.А. -187

Я
Ягнюков С.Ю. -40
Яковченко А.И. -216
Янкевич Р.В. -135
Ярова Т. В. -184
Яцуценко А.Я. -50
Яцык П.А. -145, 148

ОГЛАВЛЕНИЕ

Секция № 1 РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ, ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ И АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ.....	5
ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ НА ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ В ИМПУЛЬСНЫХ ДМРЛ Леховицкий Д. И., Атаманский Д. В., Рябуха В. П. Семеняка А. В. , Катюшин Е.А.	6
ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ МЕТЕООБРАЗОВАНИЙ НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МЕСТНЫХ ПРЕДМЕТОВ Атаманский Д. В., Садовый К.В., Жуйков Д.Б., Бакуменко Б.В., Высоцкий О.В.....	13
СТРУКТУРНИЙ СИНТЕЗ ПРОСТОРОВО-РОЗПОДІЛЕНИХ НАДШИРОКОСМУГОВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ НАВІГАЦІЙНИХ КОМПЛЕКСІВ Богом'я В.І., Тимошук О.М.....	17
АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ІНФОРМАЦІЇ СИСТЕМИ ADS-B З МЕТОЮ ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВЕДЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНОЇ РОЗВІДКИ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ Головняк Д.В., Калімулін Т.М., Худов Г.В.21	
СОЗДАНИЕ МАКЕТА ДЛЯ НАТУРНЫХ ИСПЫТАНИЙ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ РАДИОЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С БПЛА Данилин А.Б., Зайченко А.Н., Усиченко А.В.....	23
НАБЛЮДЕНИЯ ВАРИАЦИЙ КРИТИЧЕСКИХ ЧАСТОТ F-ОБЛАСТИ АВРОРАЛЬНОЙ ИОНОСФЕРЫ, СОПРОВОЖДАВШИХ СТАРТЫ РАКЕТ С КОСМОДРОМА ПЛЕСЕЦК, С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ РАДИОЛОКАТОРОВ ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ (ИОНОЗОНДОВ) Живолуп Т. Г., Панасенко С. В.	27
ТЕХНОЛОГИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОГО АНАЛИЗА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ НЕЧЕТКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ Жирнов В.В., Солонская С.В., Зима И.И.	31
ТЕХНОЛОГИЯ TORNADO. НОВЫЙ МЕТОД УПРАВЛЕНИЯ ДРОНАМИ И ОПТИЧЕСКИМИ КАМЕРАМИ. НАДЕЖНЫЙ ПРОТОКОЛ РАДИОСВЯЗИ Жуга Г.А.	36
МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА БЫСТРОГО ПОИСКА СИГНАЛОВ С РАСШИРЕНИЕМ СПЕКТРА Тимошенко А.В., Денисенко А.П, Зайченко А.Н., Мазуренко А.В., Ягнюков С.Ю.	40
РЕЗОНАНСНОЕ МАГНИТОАКУСТИЧЕСКОЕ ОБНАРУЖЕНИЕ И СОПРОВОЖДЕНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ Зима И.И., Жирнов В.В.	42
ПРЕДЛОЖЕНИЯ ПО ПОСТРОЕНИЮ БЮДЖЕТНОЙ СИСТЕМЫ РАДИОМОНИТОРИНГА И КОНТРОЛЯ НАД РАДИОЭФИРОМ НА ОСНОВЕ USB ТВ-ТЮНЕРА ДЛЯ ПК Кариков В.К., Захаров А.В.	45
МЕТОДОЛОГІЧНІ ОСНОВИ ЗБІЛЬШЕННЯ ДАЛЬНОСТІ ЛОКАЦІЇ МАЛОВИСОТНИХ ЦІЛЕЙ НАД МОРЕМ В.Д. Карлов, А.І. Нос, І.Г. Леонов.....	48
ВАРИАНТ ПОБУДОВИ БАГАТОПОЗИЦІЙНОГО АВТОМАТИЗОВАНОГО РАДІОЛОКАЦІЙНОГО КОМПЛЕКСУ ПОВІТРЯНО-КОСМІЧНОГО ЗАХИСТУ	

Д.В. Карлов, А.Я. Яцуценко, М.Ф. Пичугін, Ю.В. Трофименко, А.Д. Карлов, І.М. Пичугін, О.О. Клімішен, М.В. Борцова.....	50
INDIVIDUAL SCANS FUSION IN VIRTUAL KNOWLEDGE BASE FOR NAVIGATION OF MOBILE ROBOTIC GROUP WITH 3D TVS Mykhailo Ivanov, Oleg Sergiyenko, Vera Tyrsa, Vladimir Kartashov, Yelizaveta Tolstykh, Moises Rivas-Lopez, Daniel Hernández-Balbuena, Paolo Mercorelli, Julio Rodriguez-Quiñonez, Wendy Flores-Fuentes, Lars Lindner.....	55
ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И НАСТРОЙКИ АФАР Гузь В.И., Липатов В.П., Марков В.И., Волошин А. П. Остапенко Д.А.	61
СОЗДАНИЕ ВЫСОКОПОЛИГОНАЛЬНОЙ МОДЕЛИ ПЕРСОНАЖА С ПОМОЩЬЮ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ AUTODESK И PIXOLOGIC Кравец И.О., Рошинец А.В.....	65
ОБНАРУЖЕНИЕ БПЛА НА ФОНЕ АКУСТИЧЕСКИХ ШУМОВ И ПОМЕХ Карташов В.М., Корытцев И.В., Зубков О.В., Анохин М.А.	68
МОБИЛЬНАЯ РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН МР-18 Лаврентев В.Н., Гармаш Е.Н.	71
ГИДРОАКУСТИЧЕСКИЙ ПОЛИГОН ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ, УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ РАДИОЛОКАЦИИ Карташов В.М., Левский Н.А., Лепеха Н.Г., Сергиенко О.Ю.	75
ДОСЛІДНИЙ ЗРАЗОК ЦИФРОВОЇ АДАПТИВНОЇ СИСТЕМИ ЗАХИСТУ РАДІОЛОКАТОРІВ ВІД АКТИВНИХ ШУМОВИХ ЗАВАД В.П. Рябуха, Д.І. Леховицький, А.В. Семеняка, Є.А. Катюшин, В.І. Зарицький.....	79
ПРОПОЗИЦІЇ ЩОДО ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИЯВЛЕННЯ ПОВІТРЯНИХ ОБЄКТІВ ЗА РАХУНОК КОМПЛЕКСУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ ДЕКІЛЬКОХ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ СТАНЦІЙ Худов Г.В., Ліщенко В.М.....	83
ОСОБЕННОСТИ МОДЕЛИРОВАНИЯ МОРСКОГО ВОЛНЕНИЯ ДЛЯ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ЗАДАЧ А. С. Глазунов, В. Г. Гутник, М. Ю. Логвинов, Ю. Ф. Логвинов.....	86
ОЦЕНКА УСЛОВИЙ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН Мерзлякин А.А., Цопа А.И.	90
ФЛУКТУАЦИИ УГЛОВЫХ КООРДИНАТ ЦЕЛИ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ Могила А.А., Хлопов Г.И.....	92
DISTORTION OF ANTENNA SYSTEM RADIATION CHARACTERISTICS BY TWO-LAYER CONIC RADOME Nechitaylo S.V., Sukharevsky O.I., Vasilets V.A.....	96
ОБРОБКА ДАНИХ МЕРЕЖІ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ Обод А.І.....	101
ПОВЫШЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ ИНФОРМАЦИОННОГО КАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СИСТЕМ ВТОРИЧНОЙ РАДИОЛОКАЦИИ Обод И.И., Заволодько А.Э., Монго Бридел Виел.....	104
ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКУСТИЧЕСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ МАЛЫХ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Олейников В.Н., Шейко С.А., Бабкин С.И.....	107
ОБРАБОТКА РАССЕЯННЫХ СИГНАЛОВ В РЛС ВЕРТИКАЛЬНОГО ЗОНДИРОВАНИЯ АТМОСФЕРЫ Олейников В.Н., Дорошенко С.В., Пшеничный В.Д.	111
О СИСТЕМНОМ ПОДХОДЕ К СОЗДАНИЮ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ	

МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО МОНИТОРИНГА Перельгин Б.В.	115
ЄМНІСНИЙ МЕМС –МІКРОФОН З МАТРИЧНИМ РУХОМИМ ЕЛЕКТРОДОМ Таранчук А.А, Підченко С.К.....	119
РЕЛЕЙНЫЙ МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ Пиза Д.М., Семенов Д.С., Мороз Г.В.	121
МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ АКУСТИЧЕСКОЙ ЭКСПЕРТИЗЫ И АРХИТЕКТУРНО- СТРОИТЕЛЬНЫХ РЕШЕНИЙ ДЛЯ ЗРИТЕЛЬНЫХ ЗАЛОВ НА ПРИМЕРЕ ДРАМАТИЧЕСКОГО ТЕАТРА НА 500 МЕСТ Порошин С.М., Усик В.В.	125
МЕТОД ОБНАРУЖЕНИЯ В ГАУССОВОМ ШУМЕ СИГНАЛОВ С МИНИМАЛЬНОЙ АПРИОРНОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ Посошенко В.А.	131
ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СТРУКТУРИ КАДРУ КОМАНДНОЇ РАДІОЛІНІЇ НА ОСНОВІ БАГАТОМІРНИХ КОДОВИХ ДВІЙКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ ТИПУ КОДІВ БАРКЕРА Бобало Ю.Я., Міськів В.-М.В., Міськів А.В., Прудіус І.Н., Янкевич Р.В.....	135
ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТИ ПЕРЕХВАТА ИНФОРМАЦИИ В СИСТЕМАХ СВЯЗИ МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ВОЛН Сальников Д.С. , Цопа А.И.	139
МИКРОПОЛОСКОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ С ЭЛЕКТРОННО-УПРАВЛЯЕМЫМ РЕЗОНАТОРОМ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ Глушеченко Э.Н.	142
СОЗДАНИЕ СОВРЕМЕННОЙ НАЗЕМНОЙ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ НА БАЗЕ АНТЕННЫХ КОМПЛЕКСОВ В ЗОЛОЧЕВЕ..... Глушеченко Э.Н., Пилипенко А.М., Сундучков И.К., Чмиль В.М., Чмиль В.В., Яцык П.А.	145
МИКРОВОЛНОВАЯ РАДИОМЕТРИЧЕСКАЯ СИСТЕМА «ЗІР» ДЛЯ НЕИНВАЗИВНОГО ПОГРАНИЧНО-ТАМОЖЕННОГО КОНТРОЛЯ Колисниченко М.В., Сундучков И.К., Чмиль В.М., Яцык П.А.	148
ОЦІНКА ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ДАЛЕКОМІРНОГО КАНАЛУ СИСТЕМ БЛИЖНЬОЇ НАВІГАЦІЇ Свид І.В.	151
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ БОЕВОГО ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНОЙ РЛС В СОСТАВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО ЗРК Скорик А.Б., Галицкий О.Ф., Запруга О. А., Цирик Е. С.....	155
КОМПЛЕКСНА МОДЕЛЬ ОЦІНКИ ПОТУЖНОСТІ АКТИВНОЇ ШУМОВОЇ ПЕРЕШКОДИ, ВІДБИТОЇ ПОВЕРХНЕЮ ЗЕМЛІ, В ТРАКТІ РЛС ВИЯВЛЕННЯ Сніцаренко П.М.....	159
ГОРИЗОНТАЛЬНЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ДИПОЛЬ НАД СЛОЕМ ИЗ МЕТАМАТЕРИАЛА: ТОЧНОЕ ПОЛНОВОЛНОВОЕ РЕШЕНИЕ Стадник А.М.	164
ЗАХИСТ ІНФОРМАЦІЇ В ІНФОРМАЦІЙНІЙ МЕРЕЖІ СИСТЕМ СПОСТЕРЕЖЕННЯ ПОВІТРЯНОГО ПРОСТОРУ Стрельницький О.О.....	168
РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ЛЮДЕЙ В УКРЫВАЮЩИХ СРЕДАХ Сытник О.В.	170
ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛА В СИСТЕМАХ РАЗ Карташов В.М., Толстых Е.Г.	174
РАДИОЭЛЕКТРОННОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ТРЕНИРОВКИ БИАТЛОНИСТОВ Сидоров Г.И., Колендовская М.М., Чобану П.В., Никулкин В.А., Левский Н.А., Селезнев И.С., Виноградова А.А.....	178
АРАНЖИРОВКА И СВЕДЕНИЕ МУЗЫКАЛЬНОЙ КОМПОЗИЦИИ С ПОМОЩЬЮ	

ПРОГРАМНОГО СЕКВЕНСОРА ABLETON LIVE Шаля Ю.Ю., Локтионов С.В.	182
ВИКОРИСТАННЯ ПРОГРАМИ EASERA ДЛЯ НАЛАШТУВАННЯ СИСТЕМИ ЗВУКОІДСИЛЕННЯ Ярова Т. В., Захаров І. І.	184
Секция № 2 ГЛОБАЛЬНЫЕ, ЛОКАЛЬНЫЕ И ИНТЕГРИРОВАННЫЕ СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ НАВИГАЦИИ И ТОЧНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ 186	
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАВИГАЦИИ СПУТНИКОВ НА ГЕОСТАЦИОНАРНОЙ ОРБИТЕ С ПОМОЩЬЮ АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА Шишков Ф.А., Конин В.В.	187
РОЗРОБКА І ВИРОБНИЦТВО ВІТЧИЗНЯНОГО СУЧАСНОГО ОБЛАДНАННЯ СУПУТНИКОВОЇ НАВІГАЦІЇ Кризов'яз А.Т.	191
RELATIVISTIC EFFECTS IN VARIOUS SCHEMES OF TIME TRANSFER TO MOBILE OBJECTS OR USING MOBILE OBJECTS Y.Y Zanimonskiy	194
INVESTIGATION OF SOME MAGNETOSPHERIC PHENOMENA OF GEOMAGNETIC STORM ON MARCH 17, 2013 BASED ON OBSERVATIONS FROM GNSS AND NOAA-15 SATELLITE Y.M. Zanimonskiy, O.V. Dudnik, G. Nykiel, M. Figurski	196
ИНТЕГРАЦИЯ СРЕДСТВ СПУТНИКОВОЙ И ИНЕРЦИАЛЬНОЙ НАВИГАЦИИ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КООРДИНАТ И СКОРОСТИ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ Дохов А.И., Катюшина Е.В., Лукьянова О.А.	200
СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЭС ПО ГЛОБАЛЬНЫМ ИОНОСФЕРНЫМ КАРТАМ И ПО ДАННЫМ ОТДЕЛЬНЫХ СТАНЦИЙ ГНСС Е.М. Занимонский, А.А. Колосков, А.И. Резниченко	205
ДОСВІД ПОЛЬОВОГО ЗБОРУ ГЕОПРОСТОРОВОЇ ІНФОРМАЦІЇ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ ГЛОБАЛЬНИХ НАВІГАЦІЙНИХ СИСТЕМ Прядка К.О.	207
СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ РАДИОАСТРОНОМИЧЕСКОГО СИГНАЛА Рябчук А.Ф., Сундучков И.К., Чмиль В.В.	210
БОРТОВАЯ АППАРАТУРА ВЫСОКОТОЧНОЙ СИСТЕМЫ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ОДНОВРЕМЕННОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ГРУППЫ ВЫСОКОДИНАМИЧНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ Васильева Е.М., Жалило А.А.	212
РЕАЛИЗАЦИЯ PPP-ТЕХНОЛОГИЙ СТАТИЧЕСКОГО И КИНЕМАТИЧЕСКОГО ГНСС-ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ Жалило А.А., Яковченко А.И.	216
Секция № 3 СИСТЕМЫ И ТЕХНОЛОГИИ УПРАВЛЕНИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОЧАСТОТНОГО РЕСУРСА 220	
АЕРОСТАТНИЙ ПАСИВНИЙ РАДІОТЕХНІЧНИЙ КОМПЛЕКС Антонюк В.П.	221
ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕИЗВЕСТНЫХ СИГНАЛОВ В КОГНИТИВНЫХ РАДИОСЕТЯХ Безрук В.М., Иваненко С.А., Каложный Н.М.	225
ПОКРАЩЕННЯ ЗОНИ ПОКРИТТЯ МЕРЕЖІ WI-FI ЗА ДОПОМОГОЮ АНТЕНИ ХАРЧЕНКО Дмитренко І.В., Иваненко С.А.	228
МЕТОД УСТРАНЕНИЯ НЕИДЕНТИЧНОСТИ ПРИЕМНЫХ КАНАЛОВ	

РАДИОПЕЛЕНГАТОРА БЕЗ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ГЕНЕРАТОРА КОНТРОЛЬНОГО СИГНАЛА Калугин В. В., Кочергин А. Г., Чеботов А.В.....	232
OPTIMAL DESIGN OF SPARSE ARRAYS BASED ON MODIFIED QUANTUM GENETIC ALGORITHM Wang Yani, Hu Wenfei.....	237
A METHOD FOR RADAR SIGNAL SORTING RECOGNITION BASED ON COVERING ALGORITHM JOINT WITH CLOUD MODEL Zhang Hao, Wang Suzhen, Zheng Yu, Chi Zongtao.....	241
ПРИМЕНЕНИЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИ АПРИОРНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ И ШУМОВ Кобзев А.В., Мурзин М.В., Романенко В.В.....	247
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЖАТИЯ И ВОССТАНОВЛЕНИЯ МАССИВОВ ДАННЫХ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ СЕТОЧНОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ Мазиашвили А.Р.	252
ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТИ Мельничук В.М., Полікаровських О.І.....	254
БЛОК РАДИОКОНТРОЛЯ МОБИЛЬНОЙ СТАНЦИИ РАДИОКОНТРОЛЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ И ШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ ЦИФРОВЫХ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ ДИАПАЗОНА 30-6000 МГц Черноморд Е.И., Плешаков Г.А.....	256
МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ СПОТВОРЕННЯ СПЕКТРАЛЬНО-ЕФЕКТИВНИХ СИГНАЛІВ З ЧАСТОТНИМ УЩІЛЬНЕННЯМ ПРИ ВПЛИВІ НАВМИСНИХ ЗАВАД Прокопенко Є.М.....	260
МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ВИКОРИСТАННЯ ЧАСТОТНОГО РЕСУРСУ В КОГНІТИВНИХ РАДІОМЕРЕЖАХ Свергунова Ю.О., Лисечко В.П. ..	264
ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕМС РЕЗ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ СТАНДАРТІВ DVB-T/T2 З РЕЗ РУХОМОГО ЗВ'ЯЗКУ СТАНДАРТУ LTE В СМУЗІ РАДІОЧАСТОТ 470 – 862 МГц Кокотов О.В., Бондаренко А.В.....	266
КОМПЛЕКСУВАННЯ ЗОБРАЖЕНЬ В МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНИХ СИСТЕМАХ МОНІТОРИНГУ З СЕНСОРАМИ РІЗНОЇ ФІЗИЧНОЇ ПРИРОДИ Гривачевський А.П., Зубков А.М., Лазько Л.В., Мимріков Д.О., Прудіус І.Н., Фабіровський С.Є.....	269
НОВІТНІ РІШЕННЯ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СУМІСНОСТІ БАЗОВИХ СТАНЦІЙ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ У СУМІЖНИХ СМУГАХ ЧАСТОТ Корсун В.І., Корсак В.Ф., Наритник Т.М., Лутчак О.В.....	273
СИСТЕМА ИМИТАЦИОННО-МАТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДИНАМИЧНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНО-ОБЪЕКТОВОЙ ОБСТАНОВКИ ДЛЯ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ РАДИОМОНИТОРИНГА Галкин С.А., Калюжный Н.М., Ковшарь В.А., Джин Юн (Zheng Yu).....	278
РАЗРАБОТКА ИНФОРМАЦИОННОГО БАЗИСА СПЕКТРАЛЬНЫХ МАСОК ПЕРЕДАТЧИКОВ РЭС СУЩЕСТВУЮЩИХ РАДИОТЕХНОЛОГИЙ ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЦЕССА РАДИОМОНИТОРИНГА Корсун В.И., Кипенский А.В., Калюжный Н.М., Задонский А.И., Ковшарь В.А.	284
ИМИТАЦИОННО-МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОГО РАСПОЗНАВАНИЯ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО СОВОКУПНОСТИ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ Безрук В.М., Калюжный Н.М., Николаев И.М., Хряпкин А.В.	288
ОБОСНОВАНИЕ АПРИОРНОГО АЛФАВИТА КЛАССОВ И АПРИОРНОГО СЛОВАРЯ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ ВОЗДУШНЫХ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ	

ОБЪЕКТОВ	Калюжный Н.М., Николаев И.М., Галкин С.А., Благодарный В.Г.....	294
ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ ЛОГИЧЕСКОГО И СТАТИСТИЧЕСКОГО КОЛЛЕКТИВОВ РЕШАЮЩИХ ПРАВИЛ ПРИ БОЛЬШИХ РАЗМЕРНОСТЯХ АЛФАВИТА РАСПОЗНАВАЕМЫХ КЛАССОВ И СЛОВАРЯ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ	Безрук В.М., Калюжный Н.М., Колесник В.И., Хряпкин А.В.	299
КОМПЛЕКСНОЕ РАСПОЗНАВАНИЕ ВОЗДУШНЫХ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО СОВОКУПНОСТИ СИГНАЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ РЭС РАДИОЛОКАЦИИ, СВЯЗИ И УПРАВЛЕНИЯ	Гуо Чан (Guo Giang), Калюжный Н.М., Николаев И.М., Хряпкин А.В.	304
МЕТОДИКА ФОРМАЛИЗАЦИИ ПРОЦЕССА РАСПОЗНАВАНИЯ СОСТОЯНИЙ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИСЧИСЛЕНИЯ ПРЕДИКАТОВ	Прохоров В.П., Калюжный Н.М., Колесник В.И., Николаев И.М.	308
ЭКСПЕРТНАЯ СИСТЕМА РАСПОЗНАВАНИЯ СОСТОЯНИЙ РАДИОИЗЛУЧАЮЩИХ ОБЪЕКТОВ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАСПОЗНАВАНИЯ ТИПОВ И РЕЖИМОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ	Гуо Чан (Guo Giang), Прохоров А.В., Прохоров В.П., Хряпкин А.В.....	
АЛФАВИТНЫЙ СПИСОК АВТОРОВ ДОКЛАДОВ		312
ОГЛАВЛЕНИЕ		320

ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
6-го Міжнародного радіоелектронного форуму
«Прикладна радіоелектроніка. Стан і перспективи розвитку»
(МРФ-2017)

МІЖНАРОДНА КОНФЕРЕНЦІЯ
«РАДІОЛОКАЦІЯ. СУПУТНИКОВА НАВІГАЦІЯ. РАДІОМОНІТОРИНГ»

Відповідальні за випуск:
Калюжний М.М., Задонський О.І.,
Колісник В.І., Ковшар В.О.
Лук'янова О.О., Толстих Є.Г.

*Матеріали збірника публікуються в авторському варіанті
без редагування*

Підписано до друку 19.10.2017 р.
Формат 60x84/8. Папір офсетний.
Друк цифровий.
Гарнітура «Times New Roman» Ум. друк. арк. 37,78.
Наклад 100 прим.

Видавництво «Точка»
61024, м. Харків, вул. Максиміліанівська, 11, оф. 4
Тел.: (057) 764-03-79
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи:
серія ДК, №1790 від 19.05.2004 р.

Віддруковано в ТОВ «ДРУКАРНЯ МАДРИД»
61024, м. Харків, вул. Максиміліанівська, 11
Тел.: (057) 756-53-25
Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
Серія ДК, № 4399 от 27.08.2012 р.