

різноманітних ресурсів значення коефіцієнту  $k_i$  відрізняються і залежать від їх цінності, критичності і важливості для роботи всієї системи в цілому.

На кінцевому етапі алгоритму збираються отримані по ряду сеансів роботи суб'єктів і визначається квота підозрілості дій зловмисників, а також формується ступінь загрози інформаційним ресурсам.

Запропонований алгоритм дозволяє ранжувати дії і цілі суб'єктів за ступенем їх загроз безпеці СОІ і мереж, що, в свою чергу, забезпечує диференційну оцінку імовірності атаки в залежності від цінності інформаційного ресурсу.

#### Висновки

Побудова якісних СМБ СОІ і мереж потребує використання ефективних алгоритмів для аналізу потенційних атак зловмисників в СОІ і мережах. Запропонований алгоритм формування імовірностей атак і вторгнень в СОІ і мережі забезпечує:

- підвищення захищеності користувацьких і системних даних за рахунок виконання прогнозування дій зловмисників і емуляції вразливостей і системних відомостей;
- гнучку реакцію СМБ на дії зловмисників;
- ранжування дій і цілей суб'єктів за ступенем їх загроз безпеці СОІ і мережам;
- зменшення об'єму системної інформації, яка аналізується, що дозволяє практично не знижувати продуктивність СОІ і пропускну здатність мереж.

#### Література

1. Конеев И.Р. Информационная безопасность предприятия // Конеев И.Р., Беляев А.В. – СПб.: БВХ – Петербург, 2003ю – 752с.
2. Кузнецов О.О. Захист інформації в інформаційних системах // Кузнецов О.О., Євсєєв С.П., Король О.Г. – Харків: Вид. ХНЕУ, 2011.-512с.
3. Vase R. An Introduction to Intrusion Direction Assessment for System and Network // Security Management. – 2003, №7 – P 167-180.
4. Ленков С.В. Методы и средства защиты информации. В 2-х томах // Ленков С.В., Перегудов Д.А., Хорошко В.А. – Киев: Арий, 2008.
5. Кобозева А.А. Анализ информационной безопасности // Кобозева А.А., Хорошко В.А. – Киев: Изд. ГУИКТ, 2009.-251с.
6. Азаренко Ю.Ю. Мониторинг информации в компьютерных сетях // Азаренко Ю.Ю., Смычков Е.Е., Чернышев А.Н., Хорошко В.А. // Збірник наукових праць СНУЯЕтаП, №2(22), 2007.-с.187-197.
7. Азарова О.В. Оценка ценности и достоверности полученной информации // Азарова О.В., Дуршевич Я.В., Хорошко В.А. // Захист інформації, №3, 2005. - с. 73-78.

Рецензент: Шокало В.М.

Надійшла 27.12.2011

УДК 004.056:621.396.67(045)

Ильницкий Л.Я., Пена Ю.В., Осама Тураби  
Национальный авиационный университет

### ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛЯРИЗАЦИИ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

**Введение.** Радиоконтроль за использованием радиочастот осуществляется с помощью сети фиксированных и мобильных станций. Последние представляют собой автомобили, оборудованные специальной измерительной аппаратурой и системой

радиосвязи. Устойчивая радиосвязь позволяет оперативно решать организационные вопросы, передавать и принимать информацию, касающуюся электромагнитной обстановки, координировать действия фиксированных и мобильных станций. Созданию надежных радиоканалов на территориях с интенсивной застройкой (в городских условиях) препятствуют сложные условия распространения радиоволн. При многолучевом распространении деполяризуется электромагнитная волна, возникают интерференционные явления, которые могут привести к заметным ослаблениям принимаемого сигнала. В значительной мере позволяет избавиться от негативных последствий, которые обусловлены деполяризацией электромагнитных волн и, в некоторой мере, от интерференции волн, имеющих разные поляризационные характеристики, антенны с поляризационной адаптацией.

**Постановка задачи.** Антенна связи между фиксированной и мобильными станциями контроля должна удовлетворять ряду требований. Первое из них относится к сложности и стоимости антенны. Очевидно, что антенна мобильного терминала должна быть достаточно простой и стоимость ее не должна заметно превышать стоимость обычно применяемых антенн, таких как симметричный вибратор или коллинеарная система вибраторов. Второе требование обусловлено тем, что мобильная станция контроля может располагаться по отношению к фиксированной станции под разными азимутами. Кроме того, конструкция антенн на подвижном объекте будет изменять ориентацию относительно направления на фиксированную станцию от  $-180^\circ$  до  $+180^\circ$ . В связи с этим, желательно, чтобы антенна была ненаправленной в горизонтальной плоскости. Третье требование заключается в том, чтобы связная антенна автоматически настраивалась на поляризацию принимаемой волны и излучала электромагнитные волны с поляризацией, согласованной с поляризацией принимаемой волны.

Чтобы удовлетворить сформулированные требования, антенна может быть выполнена из двух взаимно-перпендикулярных элементов, излучающих линейно-поляризованные волны. Входы этих элементов должны быть развязаны, чтобы можно было независимо устанавливать интенсивности излучения и фазовые сдвиги между векторами напряженности ортогональных колебаний. Тогда с помощью фазовращателей и аттенюаторов можно формировать волны с любыми поляризационными параметрами. К сожалению, такая антенна будет ненаправленной лишь в плоскости расположения вибраторов, то есть в той плоскости, в которой поляризация излучаемых волн линейная. Очевидно, что для реализации сформулированных требований элементы антенной системы помимо простой конструкции должны обладать ненаправленными свойствами в разных плоскостях, один из них в плоскости  $E$ , второй – в плоскости  $H$ . Только при этом условии можно создать антенну с управляемой поляризацией и ненаправленной диаграммой в горизонтальной плоскости.

**Структурная схема и принцип действия приемно-передающей самонастраивающейся антенны.** Предлагаемая антенная система предназначена для работы в диапазоне метровых и дециметровых волн. Она состоит (рис. 1) из антенного блока, расположенного на одной мачте, и блока обработки сигналов [1].

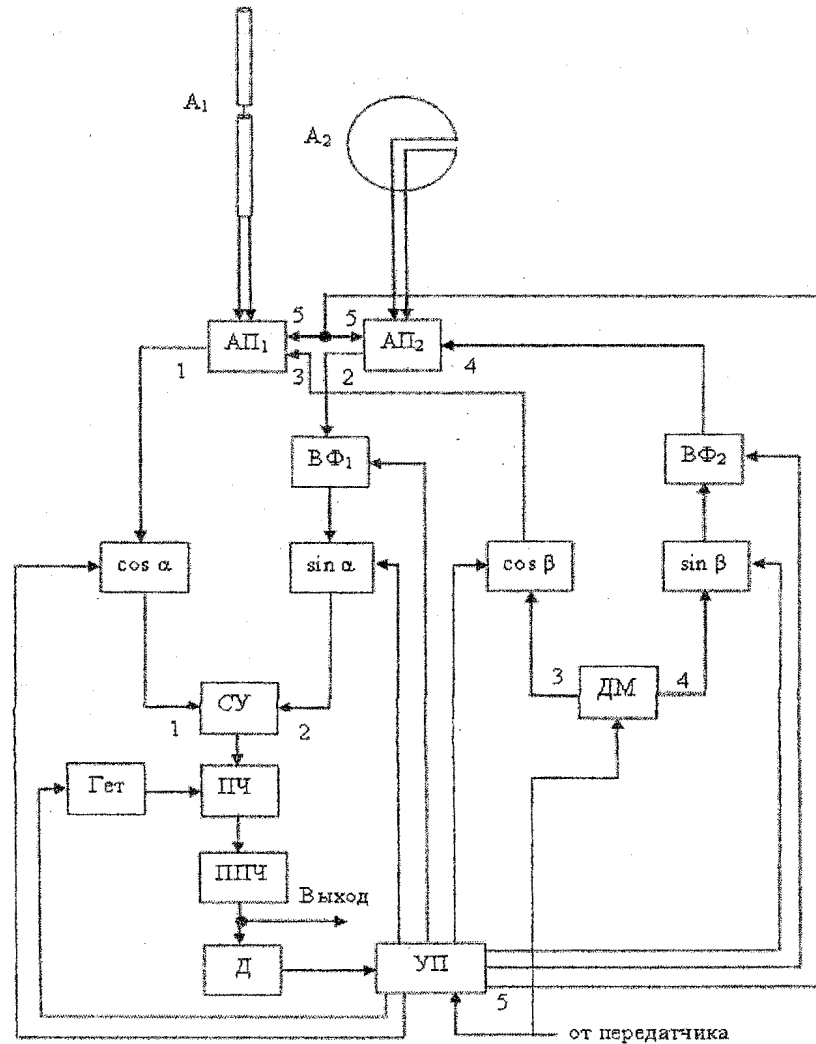


Рис. 1. Структурная схема приемно-передающей антенны с управляющей поляризацией

Антенный блок включает в себя элемент  $A_1$ , который излучает вертикально поляризованные волны, и элемент  $A_2$ , который излучает горизонтально поляризованные волны. В качестве элемента  $A_1$  можно использовать симметричный вибратор, дисконусную (биконическую) антенну или щель, вырезанную в круговом металлическом цилиндре. В качестве элемента  $A_2$  лучше всего использовать кольцевую антенну. Оба элемента конструктивно объединяются так, чтобы их фазовые центры совпадали или же находились на одной вертикали.

Большая часть элементов блока обработки сигналов имеют возможность изменять значения своих параметров или переходить из одного состояния в другое. Команды для перестроек вырабатываются управляющим процессором  $УП$ . В режиме приема антенные переключатели  $АП_1$  и  $АП_2$  присоединяют выходы антенн к каналам 1 и 2. В режиме передачи входы антенн соединяются с каналами 3 и 4. При необходимости установить дуплексную связь антенные переключатели заменяются дуплексными фильтрами, тогда цепь управления антенными переключателями 5-5 становится ненужной.

Приемный тракт передачи сигналов с выхода антенны  $A_1$  с вертикальной поляризацией 1 содержит усилитель с управляемым коэффициентом передачи,

пропорциональным  $\cos \alpha$ . Приемный тракт 2 содержит фазовращатель  $\Phi_{В1}$  и усилитель с коэффициентом передачи пропорциональным  $\sin \alpha$ . В связи с этим, на входы суммирующего устройства СУ будут поступать напряжения

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{E}_\theta l_{д1} \tilde{K}_1 \cos \alpha; \\ \dot{U}_2 &= \dot{E}_\varphi l_{д2} \tilde{K}_2 \sin \alpha e^{i\varphi_2}, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где  $\dot{E}_\theta$  – комплексная амплитуда напряженности поля волны вертикальной поляризации;  $\dot{E}_\varphi$  – комплексная амплитуда напряженности поля волны горизонтальной поляризации;  $l_{д1}$  и  $l_{д2}$  – действующие длины антенн  $A_1$  и  $A_2$ ;  $\tilde{K}_1$  и  $\tilde{K}_2$  – комплексные коэффициенты передачи трактов 1 и 2 при  $\alpha = 0$  и  $\alpha = 90^\circ$ ;  $\varphi_2$  – фазовый сдвиг, устанавливаемый фазовращателем  $\Phi_{В1}$  в канале 2.

В общем случае поляризация принимаемой волны будет вращающейся, поэтому комплексные амплитуды напряженностей поля при разложении волны в линейном поляризационном ортогональном базисе [2] определяются как

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\theta &= \dot{E}_m \cos \alpha_0; \\ \dot{E}_\varphi &= \dot{E}_m \sin \alpha_0 e^{i\varphi_0}, \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

где  $\dot{E}_m$  – комплексная амплитуда напряженности поля с вращающейся поляризацией;  $\alpha_0$  – угол, который определяет модуль поляризационного отношения;  $\varphi_0$  – фаза поляризационного отношения в выбранной системе координат.

Для упрощения программного обеспечения управления коэффициентами передач трактов 1 и 2 следует выбрать параметры антенн и постоянные величины каналов так, чтобы удовлетворялось равенство

$$l_{д1} \tilde{K}_1 = l_{д2} \tilde{K}_2 = l_{д} K_T. \quad (3)$$

Учитывая выражения (1) и (2), равенство (3) приведем к виду

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_m \cos \alpha_0 \cos \alpha; \\ \dot{U}_2 &= \dot{U}_m \sin \alpha_0 \sin \alpha e^{i(\varphi_0 + \varphi_2)}, \end{aligned} \right\}$$

где  $\dot{U}_m = \dot{E}_m l_{д} K_T$  – комплексная амплитуда напряжений на входах суммирующего устройства СУ.

На выходе суммирующего устройства сигнал будет равен

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_1 + \dot{U}_2$$

или

$$\dot{U}_\Sigma = \dot{U}_m \left[ \cos \alpha_0 \cos \alpha + \sin \alpha_0 \sin \alpha e^{i(\varphi_0 + \varphi_2)} \right].$$

Можно показать, что максимальное значение амплитуды напряжения  $U_\Sigma$  будет при условии

$$\left. \begin{aligned} \varphi_2 &= -\varphi_0; \\ \alpha &= \alpha_0. \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Управляющий процессор УП вырабатывает команды по изменению фазового сдвига  $\varphi_2$  и угла  $\alpha$ . Амплитуда напряжения  $\dot{U}_\Sigma$  монотонна или увеличивается, либо уменьшается при изменении этих параметров, поэтому, с достаточной для практики

точностью, процессор устанавливает равенства (4) и определяет значения  $\varphi_0$  и  $\alpha_0$ . Для повышения разрешающей способности процесса поляризационного согласования, сигнал с выхода суммирующего устройства подается на преобразователь частоты ПЧ, который с помощью гетеродина Гет понижает частоту сигнала до определенного значения – промежуточной частоты. Сигнал промежуточной частоты усиливается усилителем промежуточной частоты ППЧ и детектируется детектором Д. Выпрямленное напряжение представляет собой увеличенную амплитуду суммарного сигнала и используется для выработки команд в процессоре. Кроме того, напряжение с выхода ППЧ поступает на выходной зажим антенны для использования в приемнике информации. Так как антенная система может работать в довольно широкой полосе частот, тогда с помощью перестройки гетеродина Гет определяется используемая частота при приеме электромагнитных волн и корректируются характеристики частотно-зависимых элементов в процессе автоматической поляризационной адаптации.

В режиме передачи от передатчика на управляющий процессор УП поступает информация о частоте канала, а выходной сигнал поступает на вход антенны и делителем мощности ДМ делится на две равных части. В тракте 3-3 формируется сигнал, который питает антенну  $A_1$ . В тракте 4-4 формируется сигнал, питающий излучатель  $A_2$ . Токи, протекающие через входные зажимы излучателей, можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{I}_m \cos \beta; \\ \dot{I}_2 &= \dot{I}_m \sin \beta e^{i\varphi_4}, \end{aligned}$$

где  $\dot{I}_m$  – комплексная амплитуда тока, протекающего через выходные зажимы 3 и 4 делителя мощности;  $\cos \beta$ ,  $\sin \beta$  – коэффициенты передач трактов 3-3 и 4-4;  $\varphi_4$  – фазовый сдвиг, который обретает ток в фазовращателе ФВ<sub>2</sub>.

Вибратор  $A_1$  будет излучать вертикально поляризованную волну, напряженность которой

$$\dot{E}_0 = \dot{E}_m \cos \beta e^{-ikr},$$

где  $\dot{E}_m = \frac{30K\dot{I}_1 l_d}{r}$  – комплексная амплитуда напряженности поля на расстоянии  $r$  от излучателя;  $K = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число.

Излучатель  $A_2$  создает горизонтально поляризованное электромагнитное поле с напряженностью

$$\dot{E}_\varphi = \dot{E}_m \sin \beta e^{-i(Kr - \varphi_4)}.$$

**Выводы.** Очевидно, что излучаемая антенным блоком волна будет обладать поляризационным отношением

$$\tilde{P}(\varphi) = \operatorname{tg} \beta e^{i\varphi_4}.$$

Если  $\beta = \alpha_0$  и  $\varphi_4 = \varphi_0$ , то поляризация излучаемой волны будет соответствовать поляризации принимаемой волны. Значения  $\beta$  и  $\varphi_4$  устанавливаются управляющим процессором и, в общем случае, их можно задавать произвольно. Адаптивные свойства антенны целесообразно использовать в тех случаях, когда в сложной электромагнитной обстановке поляризационные характеристики сигналов дадут возможность повысить надежность связи.

**Література**

1. Патент на винахід № 83505 Україна. Приймально-передавальна антена з керованою поляризацією / Ільницький Л.Я., Осама Турабі. – Опубл. 25.10.2007, Бюл. № 17.
2. Ільницький Л.Я. Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ / Л.Я. Ільницький, О.Я. Савченко, Л.В. Сібрук; За ред. Л.Я. Ільницького. – К.: Укртелеком, 2003. – 496 с.

Рецензент: Ерохин В.Ф.  
Поступила 02.12.2011

УДК 621.396.933

Голубничий О.Г., Антонов В.В.  
Національний авіаційний університет

**АНАЛІЗ КОНФІДЕНЦІЙНОСТІ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ У  
ШИРОКОСМУГОВИХ КАНАЛАХ АвіАЦІЙНОЇ РУХОМОЇ СУПУТНИКОВОЇ  
СЛУЖБИ AMSS**

**Постановка проблеми.** Застосування супутникових технологій у глобальній інфраструктурі повітряної навігації дозволяє суттєво підвищити рівень безпеки польотів цивільної авіації. Важливе місце серед таких технологій належить авіаційній рухомій супутниковій службі AMSS (Aeronautical Mobile Satellite Service), з використанням якої може здійснюватись організація повітряного руху (ОПР), авіаційний оперативний контроль, авіаційний адміністративний зв'язок, авіаційний зв'язок для пасажирів [1, с. 336]. Використання AMSS в Україні відповідно до нормативних документів забезпечує взаємодію органів ОПР на території України та за її межами та електрозв'язок органів ОПР з екіпажами повітряних суден у тих випадках, коли традиційні засоби авіаційного електрозв'язку не забезпечують необхідної оперативності обміну інформацією або коли виникають інші ускладнення (передавання інформації на великі відстані, над водними просторами і т.ін.) [2, пп. 2.2.5, 6.3]. Враховуючи важливість для здійснення безпеки польотів інформації, яка передається за допомогою AMSS, постає проблема забезпечення конфіденційності передавання повідомлень у системах, що працюють за цією супутниковою технологією. До складу таких систем зокрема належать широкосмугові канали “вгору” (uplink) та “вниз” (downlink) між фіксованими земними станціями (Fixed Earth Station) та супутниками низькоорбітальної супутникової системи GLOBALSTAR (GLOBALSTAR 2.0) [3].

**Аналіз останніх досліджень і публікацій.** Нормативними документами FCC [4, 5] визначено використання таких параметрів широкосмугових каналів AMSS між наземною станцією (Fixed Earth Station) та супутниками GLOBALSTAR (GLOBALSTAR 2.0): класи випромінювання 1M23G2W або 2M46G2W, використовується розширення спектру за технологією DSSS (функції Уолша  $N = 64$ ), кодове розділення каналів (CDMA), частотний діапазон для лінії зв'язку “вниз” (downlink) 6875 – 7055 МГц, для лінії зв'язку “вгору” (uplink) – 5096 – 5250 МГц (для обох типів ліній передавання використовується С-діапазон).

**Постановка завдання.** Метою статті є аналізування конфіденційності передавання даних у широкосмугових каналах, структура сигнально-кодових конструкцій в яких є типовою для широкосмугових каналів зв'язку авіаційної рухомої супутникової служби AMSS між наземною станцією (Fixed Earth Station) та супутниками GLOBALSTAR (GLOBALSTAR 2.0).