

**МІНІСТЕРСТВО ОБОРОНИ УКРАЇНИ
ВІЙСЬКОВИЙ ІНСТИТУТ
КИЇВСЬКОГО НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
ІМЕНІ ТАРАСА ШЕВЧЕНКА**

**ЗБІРНИК НАУКОВИХ ПРАЦЬ
ВІЙСЬКОВОГО ІНСТИТУТУ
КИЇВСЬКОГО НАЦІОНАЛЬНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
ІМЕНІ ТАРАСА ШЕВЧЕНКА**

Випуск № 2

КИЇВ – 2006

Збірник наукових праць Військового інституту Київського національного університету імені Тараса Шевченка. – Вип. № 2. - Київ: ВІКНУ, 2006.- 216 с.

У збірнику опубліковано статті вчених, науково-педагогічних працівників, ад'юнктів і здобувачів інституту, в яких розглядаються актуальні проблеми військово-технічного та військово-гуманітарного розвитку збройних сил України.

Редакційна колегія:

Ленков С.В., доктор технічних наук, професор (голова редакційної колегії);
Бортник С.Ю., доктор географічних наук, професор (заступник голови редакційної колегії);

Герасимов Б.М., доктор технічних наук, професор;
Жердєв М.К., доктор технічних наук, професор;
Креденцер Б.П., доктор технічних наук, професор;
Лісова С.В., доктор педагогічних наук, професор;
Лихогруд М.Г., доктор технічних наук, професор;
Маслов В.С., доктор педагогічних наук, професор;
Марушкевич А.А., доктор педагогічних наук, доцент;
Матвієнко О.В., доктор педагогічних наук, доцент;
Науменко М.І., доктор технічних наук, професор;
Нещадим М.І., доктор педагогічних наук, професор;
Ободовський О.Г., доктор географічних наук, професор;
Пономоренко Л.А., доктор технічних наук, професор;
Плахотник О.В., доктор педагогічних наук, професор;
Сніжко С.І., доктор географічних наук, професор;
Шевченко В.О., доктор географічних наук, професор;
Шищенко П.Г., доктор географічних наук, професор;
Ягупов В.В., доктор педагогічних наук, професор;
Балабін В.В., кандидат філологічних наук, доцент;
Браун В.О., кандидат технічних наук;
Сторубльов О.І., кандидат технічних наук, доцент.

Відповідальні секретарі:

Вишнівський В.В. кандидат технічних наук, доцент, (секція: техніка);
Міхно О.Г. кандидат технічних наук, доцент, (секція: географія);
Безносюк О.О. кандидат педагогічних наук, доцент, (секція: педагогіка).

Зареєстровано міністерством юстиції України, свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації:

Затверджено на засіданні вченої ради ВІКНУ від 05.01.2006 р., протокол № 7

Технічна редакція:

Мельник А.В.

Репецький А.А.

Бесєдіна Л.Н.

Адреса редакції: м. Київ, вул. Глушкова 2 корп. 8, тел. +38 (044) 521 – 33 – 82
Тираж 300 прим.

ЗМІСТ

Барабаш Ю.Л., Братченко Г.Д., Гончарук А.А. Методика та результати математичного моделювання радіолокаційного розпізнавання нарізних гармат в РЛС розвідки вогневих позицій	5
Бахвалов В.Б. Аналіз поля випромінювання дзеркальної антени на надширококустовому сигналі	11
Бовда Е.М., Субач І.Ю., Дзюба Р.Р. Модель мультиагентної метапошукової системи .	17
Браун О.В., Цицарєв В.М., Кулініч О.М., Пампуха І.В. База даних імітаційної статистичної моделі прогнозування безвідмовності складного відновлювального об'єкта радіоелектронної техніки	24
Герасимов Б.М., Казанцев О.Ю., Репецький А.А. Структура та функції інтелектуального тренажеру для підготовки операторів РЕТ	31
Головань В.Г., Присяжнюк О.М. Методика визначення гідродинамічних сил та інерційних характеристик (ПМ) при вертикальних коливаннях	38
Гостєв В.І., Кунах Н.І., Гостєв В.В., Бережний О.М. Порівняльна оцінка якості фаззі-систем автоматичного регулювання потужності передавача в радіоканалі зв'язку при дії мультиплікативних та адитивних збуджуючих діянь	48
Долгушин В.П., Горшколепов О.В., Мірошніченко О.В. Метод підвищення ефективності (пропускної спроможності) систем пеленгації джерел АШП на основі просторово-кореляційного алгоритму обробки сигналів	56
Жердев М.К., Вишнівський В.В., Сергієнко М.І., Жиров Г.Б. Пристрій контролю технічного стану цифрових ТЕЗ з використанням енергостатичного методу діагностування	63
Замаруєва І.В., Балабін В.В. Побудова систем машинного перекладу на основі знання-орієнтованого підходу	68
Зінченко А.А., Слюсар В.І. Підвищення пропускної здатності радіорелейного каналу зв'язку за рахунок використання методу N-OFDM з ортогонально поляризованими сигналами	74
Креденцер Б.П., Волох О.П., Кривцун В.І. Оптимізація періодичності контролю технічного стану пристроїв військового призначення за відсутністю самостійного прояву відмов	77
Лєнков С.В., Головань А.В., Лісовенко Д.В., Шваб В.К. Автоматизована система управління роботою багатофункціонального прожектора	82
Лєнков С.В., Гаркавенко М.І., Видолоб В.В. Порівняльний аналіз методів контролю оптичних властивостей напівпровідників, які використовуються в елементах оптоелектроніки інфрачервоного діапазону	88
Марков В.І. Встроенная система контроля и диагностики ФАР	94
Машков О.А., Кононов О.А., Пастушенко В.П., Довжук Д.В. Можливості забезпечення надійності ергатичних систем керування перспективними бойовими авіаційними комплексами в рамках існуючих технологій.....	101
Наконечний О.Г., Сторубльов О.І., Бабій О.С. Програмний комплекс обробки послідовностей зашумлених спостережень	104
Рось А.О., Молдавчук І.В. Підхід до автоматизації планування інформаційної боротьби	110
Ройзман В.П., Ткачук В.П. Автоматичне балансування коліс автомобіля	117
Сбітєв А.І., Гришак О.М. Оцінка надійності спеціального програмного забезпечення .	121
Слюсар В.И., Дубик А.Н. Способ передачи многоимпульсных сигналов в системе тімо с наложением их во времени и последующее декодирование на приеме	126
Сніцаренко П.М. Формалізація задачі створення технології обґрунтування вимог до систем дистанційного моніторингу навколишнього простору для виявлення і супроводження рухомих об'єктів	131

ПІДВИЩЕННЯ ПРОПУСКНОЇ ЗДАТНОСТІ РАДІОРЕЛЕЙНОГО КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ ЗА РАХУНОК ВИКОРИСТАННЯ МЕТОДУ N-OFDM З ОРТОГОНАЛЬНО ПОЛЯРИЗОВАНИМИ СИГНАЛАМИ.

Дана стаття присвячена питанню збільшення пропускної здатності радіорелейної системи зв'язку за рахунок використання методу N-OFDM з ортогонально поляризованими сигналами. Задачею дослідження є синтез процедури демодуляції N-OFDM сигналів з врахуванням крос-поляризаційної перешкоди. Для аналізу максимальних можливостей цього методу запропоновано використовувати добре відомий метод розрахунку нижньої границі Крамера-Рао для потенційно досяжної дисперсії помилок виміру амплітудних складових.

Данная статья посвящен вопросу увеличения пропускной способности радиорелейной системы связи за счет использования метода N-OFDM с ортогонально поляризованными сигналами. Задачей исследования является синтез процедуры демодуляции N-OFDM сигналов с учетом кросс-поляризационной помехи. Для анализа максимальных возможностей этого метода предложено использовать хорошо известный метод расчета нижней границы Крамера-Рао для потенциально достижимой дисперсии ошибок измерения амплитудных составляющих.

In this report the question about using the increasing of carrying capathity of radio relay communication systems owing to using the method of non-orthogonal frequency discrete modulation(N-OFDM) with usage the orthogonally polarized rays is studied. During the research the synthesis of the demodulation procedure N-OFDM signals was made taking into account the cross-polarized hindrance. To analyze maximum capabilities of the presented method it has been proposed to use the well-known methodology of calculating the lower barrier of Kramer-Rao (LBKR)for the potentially achieving dispersion of mistakes in measuring the amplitude ingrediens.

Радіорелейні системи прямого бачення є одним з найважливіших технічних елементів, що утворюють канали і тракти зв'язку первинної мережі зв'язку. Одним з перспективних напрямків розвитку радіорелейних систем для підвищення їхньої пропускної здатності є використання ортогональної частотної дискретної модуляції (OFDM). Цей метод широко використовується в WiMAX-мережах і дозволяє забезпечити зв'язок на відстань прямого бачення (десятки кілометрів). Збільшення вимог до швидкості передачі даних радіорелейних каналів через обсяги інформації, що зростають у всіх ланках управління, а також необхідність закладення у конструктивні рішення резервів, буде вести до розширення смуги частот переданого сигналу. Однак, труднощі досягнення електромагнітної сумісності значної кількості абонентів не дозволяють беззастережно вдаватись до таких спектральних експансій. Рішенням даного протиріччя може стати метод неортогональної частотної дискретної модуляції (N-OFDM) [1, 2], що дозволяє ущільнити спектральну смугу, що займає сигнал, адаптивно відмежуватися від вузькосмугових завад і ефективно працювати в умовах доплерівського зсуву несучих частот. Проте, роботи з розвитку методу N-OFDM дотепер проводилися стосовно лише одної поляризації випромінюваних сигналів. У той же час, як відомо, використання двох ортогональних поляризацій випромінювання дозволяє майже в два рази збільшити пропускну здатність радіолінії. Такі рішення вже відомі для методу OFDM [3].

Метою роботи є удосконалення методу N-OFDM шляхом використання біполяризаційного сигналу з неортогональними несучими.

При цьому задачею досліджень є синтез процедури демодуляції N-OFDM сигналів з врахуванням впливу крос-поляризаційної перешкоди.

Передбачається, що принцип формування біполяризованого сигнального пакета з неортогональними несучими у передавачі зводиться до використання двох незалежних квадратурних каналів цифро-аналогового перетворення, кожний з яких навантажений на свій випромінювач. Піднесучі піддаються квадратурно-амплітудній модуляції (QAM) відповідно до переданого повідомлення, при цьому випромінювання на ортогональних поляризаціях за методом N-OFDM, в загальному випадку, може виконуватися на неспівпадаючих піднесучих. Прийом сигналів здійснюється аналогічною антеною з поляризаційним селектором з наступним квадратурним аналого-цифровим перетворенням у кожному з поляризаційних каналів.

Демодуляція сигналів у розглянутому випадку проводиться за припущення про точно відомі частоти піднесучих. Для врахування впливу крос-поляризаційної перешкоди застосовується адаптивне зниження рівня QAM-модуляції, при цьому оцінка рівня крос-поляризаційних компонентів виробляється шляхом використання пілот-сигналів, випромінюваних як з передавача на приймач, так і у зворотньому напрямку.

Для синтезу оптимальної процедури демодуляції скористаємося методом найменших квадратів. При цьому, будемо також вважати, що рівні крос-поляризаційних перешкод є частотно-залежними і відомі для кожної гармонійної складової, випромінювання на ортогональних поляризаціях здійснюється на однакових частотах. При таких припущеннях відгук прийомної системи після синтезу ортогональних частотних фільтрів за допомогою швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) може бути представлений в матричному вигляді:

$$U = F \cdot A + n, \quad (1)$$

де U - блок-вектор комплексних напруг по виходах R ШПФ-фільтрів у двох поляризаційних каналах прийому (H - горизонтальна поляризація, V - вертикальна),

$$U = \begin{bmatrix} U_H \\ U_V \end{bmatrix}, U_H = [\dot{U}_{H1} \quad \dot{U}_{H2} \quad \dots \quad \dot{U}_{HR}]^T, U_V = [\dot{U}_{V1} \quad \dot{U}_{V2} \quad \dots \quad \dot{U}_{VR}]^T;$$

F - блокова матриця амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) R ШПФ-фільтрів двох поляризаційних каналів прийому (H - горизонтальна поляризація, V - вертикальна) на основній та крос-поляризаційній складових для M частот піднесучих,

$$F = \begin{bmatrix} F_H & F_{HV} \\ F_{VH} & F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{H_1}(\omega_1) & \dots & F_{H_1}(\omega_M) & F_{HV_1}(\omega_1) & \dots & F_{HV_1}(\omega_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{H_R}(\omega_1) & \dots & F_{H_R}(\omega_M) & F_{HV_R}(\omega_1) & \dots & F_{HV_R}(\omega_M) \\ F_{VH_1}(\omega_1) & \dots & F_{VH_1}(\omega_M) & F_{V_1}(\omega_1) & \dots & F_{V_1}(\omega_M) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ F_{VH_R}(\omega_1) & \dots & F_{VH_R}(\omega_M) & F_{V_R}(\omega_1) & \dots & F_{V_R}(\omega_M) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

$F_{HV_r}(\omega_m); F_{VH_r}(\omega_m)$ - значення АЧХ r -ого ШПФ-фільтру на частоті m -го сигналу ω_m для крос-поляризаційної складової,

$F_{H_r}(\omega_m); F_{V_r}(\omega_m)$ - значення АЧХ r -ого ШПФ-фільтру на частоті m -го сигналу ω_m для горизонтальної і вертикальної поляризацій прийому,

$$A = [\dot{a}_{H1} \quad \dot{a}_{H2} \quad \dots \quad \dot{a}_{HM} \mid \dot{a}_{V1} \quad \dot{a}_{V2} \quad \dots \quad \dot{a}_{VM}]^T,$$

$\dot{a}_{Hm}, \dot{a}_{Vm}$ - комплексна амплітуда m -го сигналу горизонтальної і вертикальної поляризацій відповідно,

\dot{n} - блок-вектор шумів виміру.

За умови, що не може бути прийнята гіпотеза про інваріантність крос-поляризаційної завади до частоти сигналу, можна записати:

$$F_{HV_r}(\omega_m) = q_{HV}(\omega_m) \cdot F_{V_r}(\omega_m) \text{ і } F_{VH_r}(\omega_m) = q_{VH}(\omega_m) \cdot F_{H_r}(\omega_m),$$

де $q_{HV}(\omega_m)$, $q_{VH}(\omega_m)$ - частотно-залежні коефіцієнти крос-поляризаційного зв'язку за умови їх невзаємності.

Якщо зневажити частотною залежністю крос-поляризаційної завади і її чутливістю до напрямку поляризаційного зв'язку, то можна вважати, що

$$F_{HV_r}(\omega_m) = q \cdot F_{V_r}(\omega_m) \text{ і } F_{VH_r}(\omega_m) = q \cdot F_{H_r}(\omega_m),$$

тобто, матриця АЧХ набуває вигляду:

$$F = \begin{bmatrix} F_H & q \cdot F_V \\ q \cdot F_H & F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & q \\ q & 1 \end{bmatrix} [\otimes] \begin{bmatrix} F_H \\ F_V \end{bmatrix}, \quad (3)$$

де $[\otimes]$ - символ блокового кронекерівського добутку.

Для випадку дуже малої крос-поляризаційної завади коефіцієнт q можна покласти рівним нулю. У результаті одержимо:

$$F = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} [\otimes] \begin{bmatrix} F_H \\ F_V \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_H & 0 \\ 0 & F_V \end{bmatrix}, \quad (4)$$

Використовуючи матричні співвідношення (1), нескладно визначити оцінку вектора комплексних амплітуд сигналів за методом найменших квадратів, мінімізуючи функціонал нев'язань:

$$L = \{\dot{U} - F\dot{A}\}^* \{\dot{U} - F\dot{A}\} = \min, \quad (5)$$

Відповідна оцінка вектора амплітуд A , як відомо, знаходиться у вигляді:

$$\hat{A} = \{F^T F\}^{-1} F^T \dot{U}. \quad (6)$$

Звідси, квадратурні складові амплітуд сигналів можуть бути обчислені за співвідношеннями:

$$A^c = \text{Re}\left(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \dot{U}\right), \quad A^s = \text{Im}\left(\{F^* F\}^{-1} \cdot F^* \cdot \dot{U}\right), \quad (7)$$

$$\text{де } A^c = [a_1^c \quad a_2^c \quad \dots \quad a_M^c]^T, \quad A^s = [a_1^s \quad a_2^s \quad \dots \quad a_M^s]^T.$$

Для вибору конкретного алгоритму M-ічної QAM-модуляції необхідно проаналізувати граничні можливості розглянутого підходу. Найбільш придатною є відома методика розрахунку нижньої границі Крамера-Рао (НГКР) для потенційно досяжної дисперсії помилок виміру амплітудних складових. Необхідна при цьому матриця Фішера розраховується за умови некорельованості гаусових шумів, за формулою:

$$I = \frac{1}{\sigma_{noise}^2} \cdot F^T F, \quad (8)$$

де F - розглянута у виразах (1)-(7) матриця АЧХ фільтрів ШПФ,

σ_{noise}^2 - дисперсія шуму в квадратурних складових напруг сигналів (вважається однаковою у квадратурних каналах обох поляризацій).

Результати розрахунку НГКР шляхом обернення (8) для випадку нульового коефіцієнта крос-поляризації q та $q \neq 0$ підтверджують очевидний висновок, що під час відсутності крос-поляризаційної перешкоди точність демодуляції повідомлень буде вище, ніж при $q \neq 0$, навіть у випадку погодженої обробки, що враховує відомі параметри крос-поляризаційного зв'язку.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Частотное уплотнение каналов связи на основе свёрхрелеевого разрешения сигналов // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. - 2003.- № 7.- С. 30-39.
2. Слюсар В.И., Смоляр В.Г. Метод неортогональной дискретной частотной модуляции сигналов для узкополосных каналов связи // Радиоэлектроника. Изв. высш. учеб. заведений. - 2004.- № 4.- С. 53-59.

3. Vinko Erceg, Pitschaiah Soma, Daniel S. Baum and Severine Catreux. Multiple-Input Multiple-Output Fixed Wireless Radio Channel Measurements and Modeling Using Dual-Polarized Antennas at 2.5 GHz.// IEEE Transactions on Wireless Communications, Vol. 3, No. 6, November 2004. - <http://www.nari.ee.ethz.ch/commth/pubs/files/twc04.pdf>.

Рецензент: д.т.н., проф. Герасимов Б.М.

д.т.н., проф. Креденцер Б.П. (ВІКНУ)
Волох О.П. (ВІКНУ)
Кривцун В.І. (ВІКНУ)

ОПТИМІЗАЦІЯ ПЕРІОДИЧНОСТІ КОНТРОЛЮ ТЕХНІЧНОГО СТАНУ ПРИСТРОЇВ ВІЙСЬКОВОГО ПРИЗНАЧЕННЯ ЗА ВІДСУТНІСТЮ САМОСТІЙНОГО ПРОЯВУ ВІДМОВ

Отримано розрахункові співвідношення, які дозволяють визначити оптимальні значення періодичності контролю технічного стану об'єктів озброєння і військової техніки за відсутності самостійного прояву відмов. Відмінною особливістю є урахування часової надмірності.

Получены расчетные соотношения, которые позволяют определить оптимальные значения периодичности контроля технического состояния объектов вооружения и военной техники при отсутствии самостоятельного выявления отказов. Отличительной особенностью является учет временного избыточности.

Calculated ratio was received to determine the best periodicity control value of technical conditions for military facilities and equipment when nonoccurrence of independent development of failure is obvious. The distinctive feature of the results is time redundancy assessment.

Існує ряд об'єктів озброєння і військової техніки (в подальшому – просто об'єктів) різного цільового призначення, в яких відмови не проявляються самостійно, а виявляються в процесі проведення спеціально передбаченого контролю технічного стану [1-4]. На відміну від задачі, яка розглядається в роботі [1], в даній статті враховується тривалість контролю технічного стану (в подальшому – просто контролю) та допустимого часу його проведення, що призводить до постановки оптимізаційної задачі. Метою статті є визначення необхідних та достатніх умов, які дозволяють отримати оптимальні значення періодичності проведення контролю та забезпечують максимальні значення коефіцієнта готовності об'єктів.

Сформулюємо задачу. Нехай є об'єкт, що безперервно використовується, наробіток якого t_n на відмову розподілений за експоненційним законом з параметром λ . Припустимо, що відмови, які виникають, самостійно проявитися не можуть і для їх виявлення в об'єкті передбачено проведення контролю. Нехай при $t=0$, коли починається функціонування об'єкту, призначається проведення контролю через випадковий час t_k , який розподілений за законом $G(t) = P\{t_k < t\}$ з математичним очікуванням \bar{t}_k . Якщо до призначеного моменту t_k об'єкт не відмовив ($\xi > t_k$, де ξ – наробіток об'єкта на відмову), то в цей момент починається контроль, тривалість якого-випадкова величина η_k із функцією розподілу $F_k(t) = P\{\eta_k < t\}$ і математичним очікуванням $\bar{\eta}_k$. Нехай задано допустиму тривалість проведення контролю $t_d = const$, яка визначає передбачений нормативною документацією резерв часу. Якщо тривалість проведення контролю менша за допустиму ($\eta_k < t_d$), то вона належить до корисного часу, в протилежному випадку (при $\eta_k > t_d$) – до простоїв об'єкту.