

БЕЗПЕКА КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖ ТА ІНТЕРНЕТ / NETWORK & INTERNET SECURITY

МОДЕМ У СКЛАДІ ОБЛАДНАННЯ ЗАХИЩЕНОГО РАДІОТЕЛЕФОННОГО ЗВ'ЯЗКУ ДЛЯ АВІАЦІЙНИХ ЗАСТОСУВАНЬ

Георгій Конахович, Віталій Курушкін, Веніамін Антонов

Національний авіаційний університет, Україна



КОНАХОВИЧ Георгій Філімонович, д.т.н.

Рік та місце народження: 1944 рік, м. Васильків, Київська область, Україна.

Освіта: Київський інститут інженерів цивільної авіації (з 2000 року – Національний авіаційний університет), 1968 рік.

Посада: завідувач кафедри телекомунікаційних систем Інституту аеронавігації Національного авіаційного університету.

Наукові інтереси: системи захисту інформації, інформаційно-комунікаційні системи.

Публікації: більше 200 наукових та навчально-методичних праць, серед яких монографії, підручники, навчальні посібники, наукові статті та патенти на винаходи.

E-mail: tko@nau.edu.ua



КУРУШКІН Віталій Євгенович, к.т.н.

Рік та місце народження: 1978 рік, м. Київ, Україна.

Освіта: Національний авіаційний університет, 2001 рік.

Посада: доцент кафедри телекомунікаційних систем Інституту аеронавігації.

Наукові інтереси: системи захисту інформації, інформаційно-комунікаційні системи.

Публікації: більше 10 наукових публікацій.

E-mail: tko@nau.edu.ua



АНТОНОВ Веніамін Валерійович

Рік та місце народження: 1968 рік, м. Вільнюс, Литва.

Освіта: Орловське вище військове командне училище зв'язку ім. М.І. Калініна, 1992 рік.

Посада: старший викладач кафедри телекомунікаційних систем Інституту аеронавігації.

Наукові інтереси: системи захисту інформації, інформаційно-комунікаційні системи.

Публікації: більше 20 наукових публікацій.

E-mail: veniaminas@rambler.ru

Анотація. Побудова обладнання захищеного радіотелефонного зв'язку для авіаційних застосувань є актуальним науковим завданням. На основі результатів параметричної оптимізації моделі мовного тракту авіаційної УКХ-радіостанції, що функціонує у діапазоні 118-136 МГц з дискретністю сітки частот 25кГц або 8,33кГц, обґрунтовано можливість побудови та визначено параметри некогерентного модему, придатного для використання у складі обладнання захищеного радіоканалу авіаційного електров'язку. Мова йде про визначення оптимальних параметрів маніпулятора / деманіпулятора (моделю) мовного тракту радіостанції, що має бути інтегрованим в існуючу структуру радіостанції без порушень норм її використання за основним призначенням. Оптимальним технічним рішенням названо некогерентний частотно-фазовий модем з двома частотними та чотирма фазовими позиціями сигналу на кожному тактовому інтервалі.

Ключові слова: авіація, радіотелефонний зв'язок, авіаційна радіостанція, мовний тракт, модем, параметрична оптимізація.

Вступ

У роботі [1] висвітлено проблеми та принципи побудови обладнання захищеного радіотелефонного зв'язку для авіаційних застосувань на ділянках «пілот – авіадиспетчер», на яких наразі використовуються стандартні вузько смугові аналогові VHF (Very High Frequency) радіоканали у діапазоні 118-136 МГц з дискретністю сітки частот 25кГц або 8,33кГц [2-6]. Мова йде про VHF-лінії аналогового зв'язку, які згідно концепції ICAO CNS/ATM щодо розвитку мережі авіаційного електрозв'язку (ATN) будуть активно застосовуватися у близькій та середньостроковій перспективі на практиці як з частотним розносом у 25кГц, так і у 8,33кГц. Зважаючи на те, що із стандартного пулу у 760 VHF-ліній під аналоговий мовний зв'язок ICAO виділив 756 ліній (тобто, майже увесь радіочастотний ресурс, що виділений для авіаційного зв'язку в діапазоні УХВ), то актуальність створення обладнання захищеного радіоканалу саме для аналогового зв'язку не викликає сумнівів. У [1] пропонується схема побудови захищеного мовного тракту аналогового радіоканалу для ділянки «пілот – авіадиспетчер» (див. рис.1) та стверджується, що у рамках існуючого розподілу радіочастотного ресурсу така схема є єдиною можливою. Ця схема забезпечує досягнення нормативно визначених рівнів захисту мовного обміну, стійкості щодо зривів систем синхронізації сигналів у каналі, якості мовного обміну (тобто, не погіршує розбірливості мови на приймальній стороні відносно прийнятих норм) та завадозахищеності мовного тракту, а також не збільшує рівень електромагнітних наводів на сусідні радіоканали.

Раціональний вибір показника швидкості цифрового потоку R у контрольній точці A на виході вокодера (див. рис.1), а також криптографічного алгоритму, який з мінімально можливим ступенем має розширювати спектр шифрованої послідовності, є найбільш суттєвими елементами проектування обладнання захищеного радіотелефонного зв'язку. У даній роботі мова йде про визначення оптимальних параметрів маніпулятора / деманіпулятора (модема) мовного тракту стандартних авіаційних УКХ-радіостанцій, тобто елементів обладнання зв'язку, які можуть бути інтегровані в існуючу структуру цих радіостанцій без порушень норм їхнього використання за основним призначенням. Для цього з формальної точки зору слід здійснити параметричну оптимізацію технологічної схеми, що зображена на рис. 1, в умовах обмежень, що накладають на процес захищеного радіообміну мовною інформацією діючі норми та вимоги щодо побудови та ефективності функціонування обладнання систем авіаційного радіотелефонного зв'язку.

Технічна реалізація технологічної схеми, що розглядається, можлива лише за умови визначення параметрів моделі мовного тракту, за яких область значень параметру R буде задовольняти вимогам щодо розбірливості мови, інформаційної безпеки, завадозахищеності мовного тракту та стійкості щодо зривів систем синхронізації на тактовій частоті

дискретно-аналогового каналу. Визначення параметрів модему (точніше, маніпулятора / деманіпулятора) дозволить теоретично обґрунтувати технічну можливість (або неможливість) модернізації існуючого обладнання VHF-ліній аналогового авіаційного зв'язку в напрямку забезпечення норм щодо інформаційної безпеки у радіоканалі таким чином, щоб не порушити будь-якої із норм або рекомендацій, що існують у сферах електрозв'язку та організації повітряного руху. Ці визначення дозволять здійснити конструювання названих пристроїв у вигляді конструктивних модулів, фізично відокремлених від штатного обладнання систем аналогового радіозв'язку.

Метою цієї роботи є визначення оптимальних параметрів маніпулятора / деманіпулятора (модему) мовного тракту радіостанції, що має бути інтегрованим в існуючу структуру авіаційної радіостанції без порушень норм її використання за основним призначенням.

Основна частина дослідження

Сутність проблеми. Припустимо, що математична модель мовного тракту типової авіаційної радіостанції УКХ-діапазону має наступний вигляд [7]:

$$P = \frac{1}{2 \cdot K_M \cdot K_u \cdot \log_2 m} \left\{ \beta (m_c - \beta) \cdot \exp \left(-\frac{h^2 \cdot \tau}{2 \cdot \beta} \right) + \exp \left(-\frac{h^2 \cdot \tau}{\beta} \cdot \sin^2 \frac{\pi}{m \phi} \right) \right\}; \quad (1)$$

$$R = (K_M \cdot K_u \cdot \log_2 m) / \tau; \quad (2)$$

$$\Delta_{f\Sigma} = \frac{m_c + K_{\Pi} + \varepsilon \cdot (m_c - 1)}{\tau}. \quad (3)$$

У виразах (1)-(3) прийнято наступні позначення: P – ймовірність бітової помилки на виході деманіпулятора; $\Delta_{f\Sigma}$ – ширина спектру сигналу; m – загальна кількість позицій сигналу; m_c – число частотних позицій сигналу; m_ϕ – число фазових позицій сигналу; h^2 – відношення потуги сигналу до спектральної щільності білого шуму на вході деманіпулятора; τ – тривалість тактового інтервалу (тривалість послідовності сигналів); β – кількість одночасних, відмінних за частотою, реалізацій сигналу-носія на одному тактовому інтервалі; K_{Π} – коефіцієнт, що характеризує відмінність сумарної ефективної смуги частот елементарних сигналів $\Delta_{f\Sigma}$ від смуги пропускання розмовного тракту радіостанції Δ_{f_k} ; K_M – параметр маніпуляційного кодера, що дозволяє маніпулювати змінами бази алфавіту символів джерела повідомлень; ε – коефіцієнт, що характеризує відмінність ефективної ширини спектру елементарного сигналу від величини відстані між сусідніми частотними позиціями сигналів; K_u – коефіцієнт нестатистичної надлишковості повідомлень.

Задача параметричної оптимізації моделі (1) – (3) поставлена наступним чином. В якості цільової функції узято

$$\min P = \exp[-\alpha \cdot F_0 / \phi(\beta) - \ln F_0 + b - 0,7] + \exp[-\alpha \cdot F_0 \cdot \phi(m_\phi) / \phi(\beta) - \ln F_0 - 0,7], \quad (4)$$

де $\alpha = h^2 / 2R$; $b = \ln[\beta(m_t - \beta)]$; $F_0 = K_{\text{ш}} \cdot \log_2 m$;

$$\phi(m_\phi) = 2 \cdot \sin^2(\pi / m_\phi); \quad \phi(\beta) = \beta^0; \quad t = 1 / (m_\phi - 1).$$

Область рішення (4) обмежується на основі нерівності $\Delta f_s \leq \Delta f_k$, фізичний сенс котрого полягає у тім, що займана сигналом смуга частот (ширина спектру сигналу) повинна не перевищувати ширини смуги розмовного тракту радіостанції Δf_k .

Припустимо, що у результаті пошуку екстремуму цільової функції (4) отримано набір даних щодо значень параметру R (що визначає швидкість цифрового потоку у контрольній точці A

на виході вокодера згідно рис.1) для різних комбінацій значень внутрішніх параметрів модему. (Внутрішні параметри - це параметри, які можливо змінювати у процесі проектування модему). За цих умов необхідно обґрунтувати можливість побудови модему у класі некогерентних систем, придатного для використання у складі обладнання захищеного радіоканалу. І у разі існування такої можливості визначити параметри некогерентного модему, котрий у діапазоні припустимих значень параметру R забезпечить технічну можливість створення захищеного радіоканалу відповідно до технологічної схеми, що показана на рис. 1.

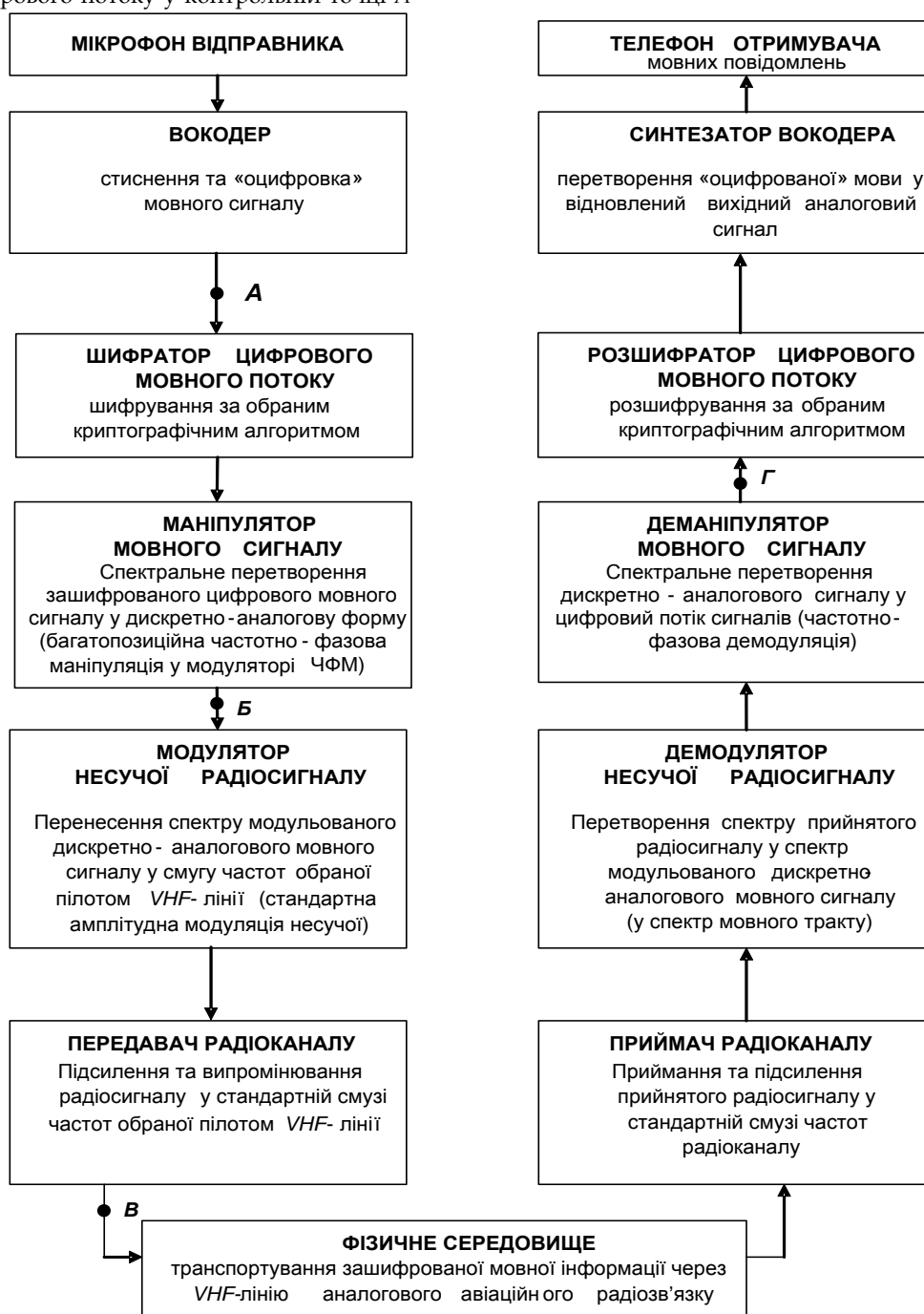


Рис. 1. Технологічна схема обробки захищеного мовного трафіка засобами обладнання авіаційних систем аналогового радіозв'язку

1. Представлення результатів оптимізації параметрів розмовного тракту

Уведемо у розгляд параметр F_p [біт/с на 1Гц] – максимально можливу у заданих умовах питому швидкість передавання інформації через розмовний тракт радіостанції. А в якості міри завадостійкості оберемо величину F (а не ймовірність помилки P), оскільки має місце співвідношення $P \approx \exp(-\alpha F)$, де $\alpha = h^2 / 2R$, при цьому h^2 (відношення сигнал/шум) = $const$ та $R = const$. Тоді результати параметричної оптимізації моделі розмовного тракту стандартного авіаційного аналогового УКХ-радіоканалу доцільно представити як на рис. 2 у вигляді графіків залежності між F_p та F , а розраховані оптимальні значення внутрішніх параметрів некогерентного модему занести у табл.1, яку слід розглядати в якості додатку до графіків. У цьому випадку при побудові графіків $F_p(F)$ уздовж вісі абсцис можна використати рівномірний масштаб, а не логарифмічний як у випадках, коли в якості міри завадостійкості приймають величину P .

На рис. 2 відображені сукупності кривих ліній, що побудовані виходячи із різних ймовірних умов функціонування розмовного тракту (що характеризуються відповідними комбінаціями значень параметрів каналу). Точки на кривих лініях є

пронумерованими. Кожній точці відповідають оптимальні значення параметрів m_c , m_f , K_m та граничні значення параметрів F_p та F , що занесені у табл.1. Кожна точка на кожній кривій характеризує граничні можливості розмовного тракту щодо забезпечення швидкості передавання інформації та завадостійкості. Так що кожна крива, у свою чергу, ілюструє граничні можливості відомого із теорії передачі інформації принципу «обміну» швидкості передавання на завадостійкість. Така форма представлення дозволяє у компактній формі показати результати оптимізації для широкого діапазону питомих швидкостей передавання даних. І, отже, надає можливість у наочній формі «підібрати» параметри модему таким чином, щоб відповідати умовам поставленої задачі.

Оптимальні криві для значень $\beta = 1, 2, 3, 4, 5$ при $N=32$ та $K_{fl}=0$ показані на рис.2, із котрих видно, що оптимальною являється крива при $\beta=1$ (тобто, оптимальним є одно канальний модем). Сукупність точок на цій кривій слід розглядати як кінцевий продукт вирішення оптимізаційної задачі для випадку передачі даних через розмовний тракт без урахування впливу його частотних характеристик.

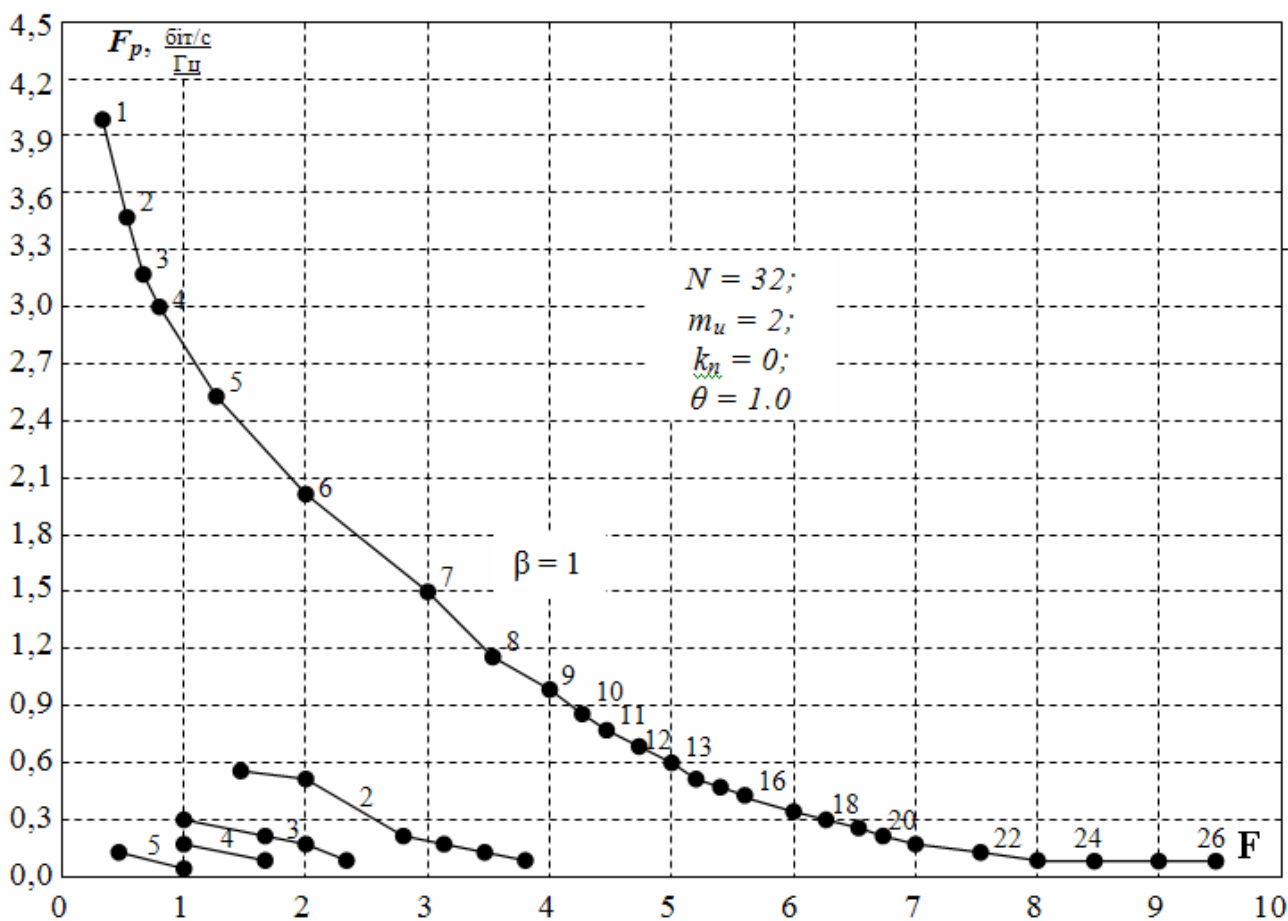


Рис.2. Граничні можливості розмовного тракту авіаційної радіостанції УКХ-діапазону (Графіки залежності питомої швидкості передачі F_p від параметру завадостійкості F)

Таблиця 1

Оптимальні значення параметрів модему, що забезпечують досягнення граничних значень F_p та F відповідно до нумерації точок на рис. 2

	Номери точок															N	K_M
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15		
m_{ch}	1	1	1	1	1	1	2	3	4	5	6	7	8	11	12	32	0
m_{ϕ}	16	12	10	8	6	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4		
F	0,30	0,47	0,62	0,88	1,286	2,00	3,00	3,50	4,00	4,25	4,50	4,75	5,00	5,33	5,50		
F_p	4,00	3,50	3,25	3,00	2,571	2,00	1,50	1,167	1,00	0,85	0,75	0,68	0,62	0,48	0,46		
k_M	-1, 3, 7, 11	2, 9	8	-2, 1, 4, 7	13	-3, -1, 3, 5	2, 1, 4, 7	2, 9	-1, 3, 7, 11	12	4, 13	14	0, 5, 10, 15	11	6		
m_{ch}	1	1	1	1	1	1	2	3	4	5	6	7	8	10	11	256	0
m_{ϕ}	16	12	10	8	6	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4		
F	0,30	0,47	0,63	0,88	1,28	2,00	3,00	3,50	4,00	4,25	4,50	4,80	5,00	5,25	5,33		
F_p	4,00	3,50	3,28	3,00	2,57	2,00	1,50	1,167	1,00	0,85	0,75	0,68	0,62	0,52	0,48		
k_M	4, 0, 4, 8	-1, 8, 13	15	-5, -2, 1, 4, 7	10	-6, -4, -2, 0	-5, -2, 1, 4, 7	-1, 6, 13	4, 0, 4, 8	9	1, 10	16	-3, 2, 7, 12	13	8		
m_{ch}	1	1	1	1	2	1	2	2	3	4	5	6	7	8	11	32	0
m_{ϕ}	16	12	10	8	8	6	6	4	4	4	4	4	4	4	4		
F	0,30	0,47	0,62	0,88	1,17	1,28	2,00	3,00	3,50	4,00	4,25	4,50	4,75	5,00	5,33		
F_p	2,00	1,75	1,62	1,50	1,33	1,28	1,16	1,00	0,87	0,80	0,71	0,54	0,59	0,55	0,44		
k_M	-3, 3, 7, 11	2, 9	8	-2, 1, 4, 7, 10	-1, 3, 7, 11	13	2, 9	-2, 1, 4, 7	2, 9	-1, 3, 7, 11	12	4, 13	14	0, 5, 10, 15	11		
	Номери точок															N	k
	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	32	0
m_{ch}	13	16	21	23	26	32	46	64	91	128	182	-	-	-	-		
m_{ϕ}	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	-	-	-	-		
F	5,69	6,00	6,33	6,50	6,67	7,00	7,50	8,00	8,50	9,00	9,50	-	-	-	-		
F_p	0,44	0,37	0,30	0,28	0,25	0,22	0,16	0,12	0,09	0,07	0,05	-	-	-	-		
k_M	12	1, 7, 13	14	8	15	2, 9	10	3,11	12	4,13	14	-	-	-	-		
m_{ch}	12	13	14	16	21	23	26	32	41	46	51	64	91	128	182	256	0
m_{ϕ}	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4		
F	5,30	5,67	5,75	6,00	6,33	6,50	6,67	7,00	7,33	7,50	7,67	8,00	8,50	9,00	9,50		
F_p	0,46	0,43	0,41	0,37	0,30	0,28	0,25	0,22	0,18	0,16	0,15	0,12	0,09	0,07	0,05		
k_M	3, 14	9	15	-2, 4, 10, 15	11	5	12	-1, 6, 13	14	7	15	0, 8, 16	9	1, 10	11		
m_{ch}	12	13	16	21	23	26	32	46	64	91	128	182	-	-	-	32	0
m_{ϕ}	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	4	-	-	-		
F	5,50	5,67	5,00	6,33	6,50	6,67	7,00	7,50	8,00	8,50	9,00	9,50	-	-	-		
F_p	0,42	0,40	0,35	0,29	0,27	0,25	0,21	0,16	0,12	0,09	0,07	0,05	-	-	-		
k_M	6	12	1, 7, 13	14	8	15	2, 9	10	3,11	12	4, 13	14	-	-	-		

2. Вплив параметру K_M на вибір параметрів модему

Якщо виключити параметр K_M із числа внутрішніх параметрів каналу (тобто, прийняти $K_M = 0$), то, наприклад, графік $F_p(F)$ на рис.2 при $N=32$ містив би тільки одну точку з номером № 13 замість двадцяти шести. Це суттєво звузило би можливості вибору. Зокрема, якщо задано, що $R / \Delta f_k = 0,37$, то згідно рис.2 при $\beta = 1$ визначаємо: оптимальною виявилась точка №17, для котрої маємо $\max F = 6$. Але при $K_M = 0$ ця точка не існує, а придатною являється точка № 13, для котрої $\max F = 5$, так що програш за значенням F складає 1,2. Таким чином, увід параметра K_M у число варіюваних параметрів сприяє кращій відповідності оптимізаційного процесу різноманітним вихідним вимогам. Окрім того, із аналізу табл.1 можна встановити, що

збільшення K_M не завжди сприяє збільшенню $\max F$. Іншими словами, укрупнення алфавіту не є універсальним способом покращення інформаційних параметрів дискретних каналів, а у кожному конкретному випадку існує оптимальне значення коефіцієнту укрупнення K_M .

3. Вплив параметру m_{ϕ}

По-перше, бачимо, що значення $m_{\phi} = 1, 2, 3$ ніколи не являються оптимальними. По-друге, по мірі зменшення відношення $R / \Delta f_k \leq F_p$ оптимальні значення m_{ϕ} зменшуються, приймаючи послідовно значення із ряду $m_{\phi} = 32, 16, 8, 6, 4$.

4. Вплив характеристик АЧХ розмовного тракту

Оцінимо, у якій мірі спотворення спектру сигналів, що обумовлені кінцевою шириною АЧХ

розмовного тракту, впливають на результати оптимізації. З цією метою розглянемо випадок передачі даних через частотно-обмежений канал з лінійною ФЧХ ($b_\varphi=0$), коли міжсимвольні завади виникають тільки за рахунок обмеженості смуги розмовного тракту. Результати рішення оптимізаційної задачі для цього випадку при $N = 32$, $m_\varphi = 2$, $b_\varphi = 0$ для трьох значень h^2_{cp} , що дорівнюють відповідно 23дБ, 25дБ і 27дБ, показані на рис. 3 у вигляді графіків залежності $F_p = f(P)$. Оптиміальні значення параметрів системи, що відповідають визначенням на цих графіках точкам, винесені у табл.2. Дані у табл.2 відносяться до випадку передавання із швидкостями 1200, 2400, 4800, 6400, 7200 [біт/с] через розмовний тракт шириною смуги $\Delta f_k = 3,1$ кГц і з лінійною ФЧХ.

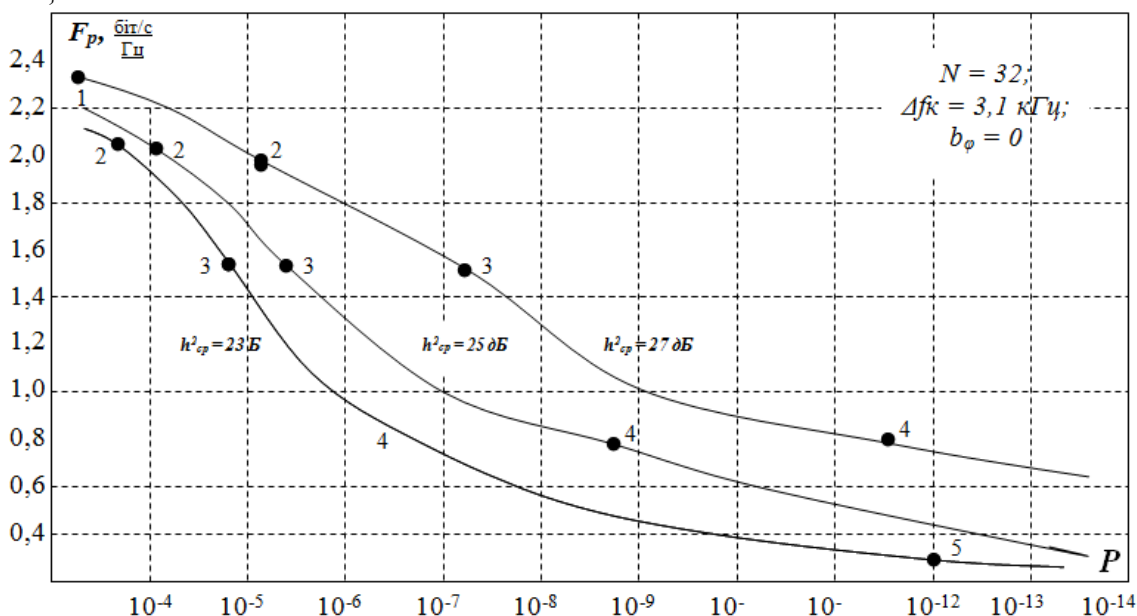


Рис. 3. Результати оптимізації параметрів моделі розмовного тракту авіаційної радіостанції

Вплив міжсимвольних завад за рахунок обмеженості смуги каналу в аналізованій моделі полягає у наступному. За низьких питомих швидкостях ($<0,7$ (біт/с)/Гц) значення параметру $K_n > 1$. У цьому випадку енергетичні спектри ЧФМ сигналів з великим надлишком розміщуються у смузі розмовного тракту і спотворення сигналів є невеликими. По мірі збільшення питомих швидкостей значення K_n зменшуються, а спотворення спектру (отже, і рівні міжсимвольних завад) збільшуються. У діапазоні високих питомих швидкостей, більших 2 (біт/с)/Гц, ЧФМ відповідають негативні значення K_n , при котрих рівень міжсимвольних завад настільки є високим, що завадостійкість системи падає до неприпустимо низького рівню. Перехід при збільшенні F_p вище 2,32 (біт/с)/Гц до одночастотних приймачів з ФРМ ($m_\varphi=1$) приводить до збільшення значення K_n і, отже, до зменшення рівня міжсимвольних завад у порівнянні із ЧФМ. Проте збільшення F_p у цьому випадку примушує збільшувати кратність ФРМ (тобто, число позицій сигналу по фазі m_φ), що на фоні впливу міжсимвольної завади призводить до різкого погіршення завадостійкості системи. Тому оптимальні криві на рис.3 в області великих F_p

Аналізуючи графіки на рис.3 та дані табл.2, можна зробити наступні висновки:

- із збільшенням значень параметру F_p значення ймовірності помилкового приймання біта P у демодуляторах приймачів при $h^2_{cp} = const$ зменшується, при цьому швидкість змінювання P по мірі збільшення F_p спочатку зменшується, а потім при $F_p > 1,0 - 1,6$ (біт /с) / Гц наростає, тобто на кривих $F_p = f(P)$ при $h^2_{cp} = const$ утворюються точки перегинання;

- у діапазоні середніх питомих швидкостей ($F_p \leq 2,06$ (біт/с)/Гц) оптимальною являється ЧФМ;

- у діапазоні питомих швидкостей вище 2,32 (біт/с)/Гц оптимальною є багатократна ФРМ.

мають загибання (малим приростам F_p відповідають великі змінювання P).

Розрахунки показують, що при мінімально припустимому співвідношенні сигнал/завада у мовному тракті авіаційного радіоканалу h^2_{cp} , рівному 25 дБ, з лінійною ФЧХ та ймовірністю помилки P не вище $1 \cdot 10^{-3}$ максимально можлива питома швидкість передачі F_p у класі некогерентних систем не перевищує 2,8 (біт/с)/Гц. Така питома швидкість може бути отримана, якщо застосувати 16-типозиційну ФРМ.

5. Вплив ФЧХ розмовного тракту на вибір параметрів модему

Виконаємо аналіз впливу розміру амплітуди осциляцій b_φ ФЧХ розмовного тракту на результати рішення оптимізаційної задачі. Результати такого аналізу є необхідними для визначення вимог до ФЧХ тракту при передаванні захищених мовних даних. Дані для аналізу отримані при вихідних значеннях b_φ у діапазоні $0 - 0,5$ рад. У табл.3 занесені мінімально можливі значення P при $h^2_{cp} = 23$ дБ для ряду значень питомих швидкостей R_{y0} із діапазону 1,0-2,6 [(біт/с) / Гц] у смузі розмовного тракту $\Delta f_k = 3,1$ кГц для чотирьох значень b_φ : 0; 0,1; 0,2; 0,3 [рад].

Таблиця 2

Оптимальні значення параметрів некогерентного модему з лінійною АЧХ розмовного тракту радіостанції для випадку, коли $N=32; \Delta f_k = 3100 \text{ Гц}; b_\varphi = 0$

h_{cp}^2 [дБ]	F_p [біт/с/Гц]	m_u	m_φ	k_M	k_n	τ [мс]	P	№ точки
23	0,39	12	4	0, 5, 10	2,38	4,64	$1,57 \cdot 10^{-11}$	5
	0,78	4	4	-1, 3, 7	1,18	1,67	$2,08 \cdot 10^{-7}$	4
	1,55	2	4	-2, 1, 4	-0,04	0,63	$1,26 \cdot 10^{-5}$	3
	2,06	2	4	13	0,30	0,42	$1,88 \cdot 10^{-4}$	2
	2,32	1	8	-2, 1, 4	0,30	0,42	-	1
25	0,39	12	4	0, 5, 10	2,38	4,64	$4,12 \cdot 10^{-14}$	5
	0,78	4	4	-1, 3, 7	1,18	1,67	$1,93 \cdot 10^{-9}$	4
	1,55	2	4	-2, 1, 4	-0,04	0,63	$3,15 \cdot 10^{-6}$	3
	2,06	2	4	13	0,30	0,42	$9,81 \cdot 10^{-5}$	2
	2,32	1	8	-2, 1, 4	0,30	0,42	-	1
27	0,39	12	4	0, 5, 10	2,38	4,64	$7,01 \cdot 10^{-16}$	5
	0,78	4	4	-1, 3, 7	1,18	1,67	$3,29 \cdot 10^{-12}$	4
	1,55	2	4	-2, 1, 4	-0,04	0,63	$6,47 \cdot 10^{-8}$	3
	2,06	2	4	13	0,30	0,42	$8,63 \cdot 10^{-6}$	2
	2,32	1	8	-2, 1, 4	0,30	0,42	$7,74 \cdot 10^{-4}$	1

На рис. 4 побудовані графіки залежності $P=f(R_{y0})$ при $b_\varphi = const$. Ці графіки відображають сумісний вплив на якісні характеристики тракту міжсимвольних завад, що виникають внаслідок обмеженості ширини смуги тракту та існування луно-сигналів, що спричинені коливальним характером ФЧХ. Як і треба було чекати, параметр b_φ ФЧХ тракту суттєво впливає на величину P . Якщо обрати в якості припустимого значення параметру R (у точці А на рис.1) на рівні $6,5 \text{ Кбіт/с}$ (це більш реалістичне значення швидкості на виході декодера, що задовольняє умовам поставленої

задачі), то при $b_\varphi > 0,1 \text{ рад}$ авіаційний радіоканал не здатний забезпечити необхідну для захищеної передачі мовної інформації швидкість $6,5 \text{ Кбіт/с}$ та завадостійкість не гірше $1 \cdot 10^{-4}$. Це означає, що для забезпечення можливості використання некогерентного модему у складі обладнання захищеного авіаційного радіоканалу, необхідно забезпечити нерівномірність його фазочастотної характеристики на рівні не гірше, ніж $b_\varphi < 0,1 \text{ рад}$. Оптимальні значення інших параметрів моделі є інваріантними відносно параметра b_φ .

Таблиця 3

Вплив параметру b_φ на вибір параметрів модему

R_{y0} , біт/с/Гц	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,2
R , біт/с	3100	3720	4340	4960	5580	6200	6820
$b_\varphi = 0,0$	$1,03 \cdot 10^{-7}$	$3,18 \cdot 10^{-7}$	$3,27 \cdot 10^{-6}$	$1,31 \cdot 10^{-5}$	$8,14 \cdot 10^{-5}$	$4,16 \cdot 10^{-4}$	$7,92 \cdot 10^{-3}$
$b_\varphi = 0,1$	$8,29 \cdot 10^{-7}$	$2,49 \cdot 10^{-6}$	$1,16 \cdot 10^{-5}$	$3,74 \cdot 10^{-5}$	$1,59 \cdot 10^{-4}$	$9,99 \cdot 10^{-4}$	$1,28 \cdot 10^{-2}$
$b_\varphi = 0,2$	$1,37 \cdot 10^{-5}$	$3,73 \cdot 10^{-5}$	$1,34 \cdot 10^{-4}$	$6,55 \cdot 10^{-4}$	$1,25 \cdot 10^{-3}$	$5,21 \cdot 10^{-3}$	$4,47 \cdot 10^{-2}$
$b_\varphi = 0,3$	$7,23 \cdot 10^{-3}$	$9,01 \cdot 10^{-3}$	$1,61 \cdot 10^{-2}$	$5,74 \cdot 10^{-2}$	$7,33 \cdot 10^{-2}$	$1,05 \cdot 10^{-1}$	$3,39 \cdot 10^{-1}$

6. Вибір типу маніпуляції та кратності елементарних сигналів у модемі

На рис. 5 показано результати зіставлення оптимальних рішень для ЧФМ, ЧМ і ФРМ на для випадку $N=32, \beta=1, m_u=2, K_n=0$.

Аналіз рис. 5 дозволяє зробити наступні висновки щодо вибору параметрів модему: оптимальні рішення у класі ЧМ є суттєво гіршими за оптимальні рішення у класі ЧФМ; деякі оптимальні рішення у класі ФРМ співпадають із оптимальними рішеннями у класі ЧФМ; значення $m_\varphi = 1, 2, 3$ ніколи не приводять до оптимальних рішень; перехід від класу ЧМ до класу ЧФМ дозволяє суттєво розширити діапазон можливих значень питомих швидкостей передачі; перехід від класу ФМ до класу ЧФМ дозволяє покращити завадостійкість у діапазоні середніх питомих швидкостей передачі ($1,0 - 2,2 \text{ біт/с/Гц}$).

Висновки

1. Із рис.5 видно, що ЧФМ має переваги перед ЧМ і ФРМ при питомих швидкостях передачі до $2,2 \text{ біт/с/Гц}$. Абсолютне значення виграшу, яке оцінюється величиною параметру F , є різним для різних значень швидкостей передачі і лежить у межах $1,3 - 5$. З ростом R_{y0} виграш зменшується. Наприклад, при $R_{y0} = 1 \text{ біт/с/Гц}$ перехід від широко застосованого рішення $m_\varphi = 2, m_u = 1$ (клас ФРМ) до оптимального рішення у класі ЧФМ дозволяє збільшити значення F у 4 рази. Оцінити досягнуте при цьому покращення завадостійкості можливо з урахуванням того, що значення ймовірності помилкового приймання біта p убуває приблизно за експонентою з ростом F , тобто $p = \exp(-aF)$, де $a = h^2/2R$. Інший спосіб оцінки базується на тому, що тривалість елементарного сигналу τ збільшується у те ж число раз, що і F , а потужність сигналу залишається незмінною.

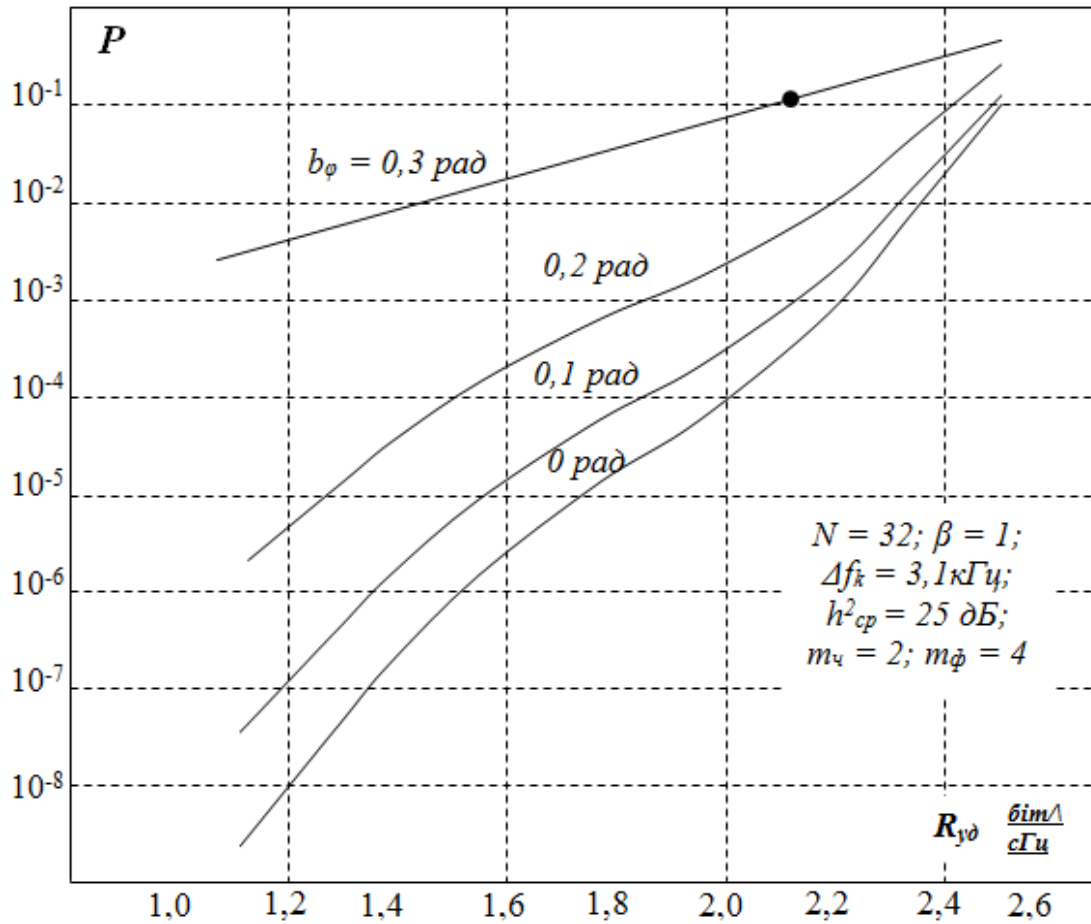


Рис. 4. Вплив ФЧХ розмовного тракту радіостанції на передачу ЧФМ сигналів

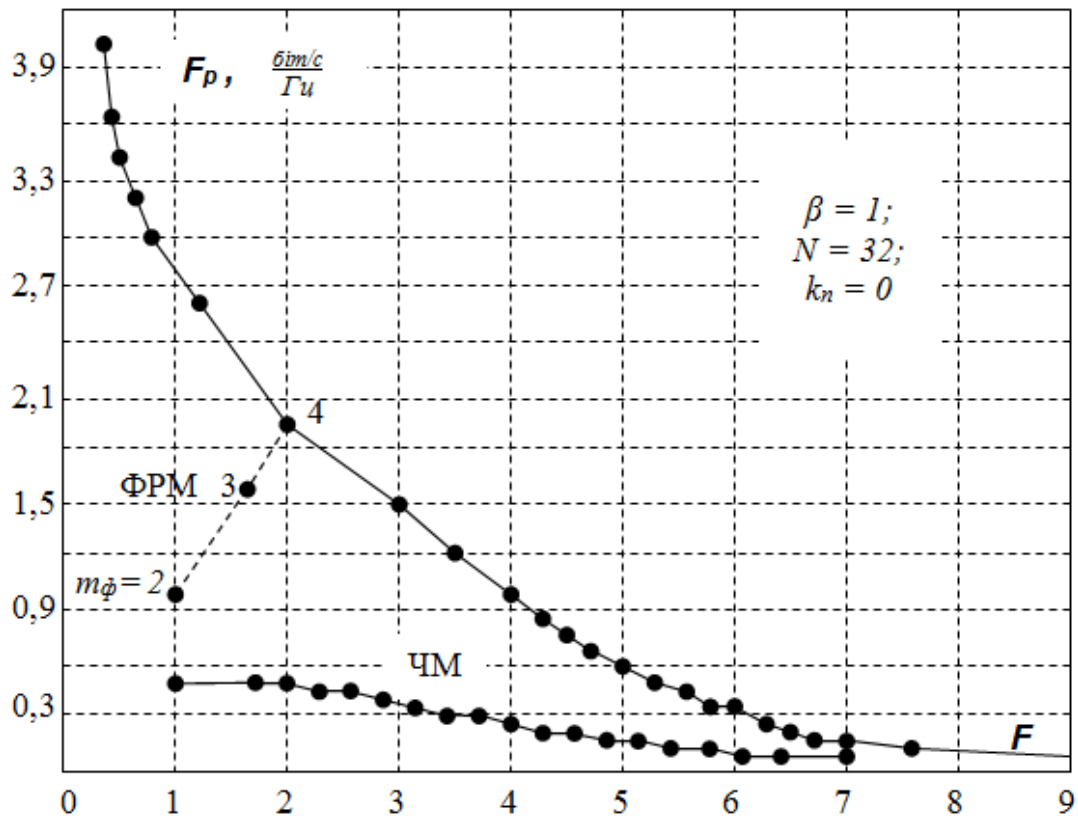


Рис.5. Графіки порівняння ефективності функціонування модемів із ЧМ, ФРМ та ЧФМ

Якщо ж оцінювати виграш по потужності сигналу, зберігаючи при цьому незмінною його енергію, то цей виграш визначається тими ж цифрами. Для інших значень N зроблені вище висновки зберігаються.

2. У табл. 4 в якості прикладу наведено дані, що дозволяють оцінити переваги ЧФМ при $m_n = 2$ і $m_\phi = 4$ у порівнянні із чотириохпозиційною ФРМ-2 та восьмипозиційною ФРМ-3.

Визначалися енергетичні програші сигналів ФРМ-2 та ФРМ-3 відносно енергії сигналів ЧФМ у дБ, при котрих забезпечувались задані значення ймовірностей помилок у розмовному тракті радіостанції при однакових швидкостях передачі, смугах пропускання каналу і середніх потужностях сигналів та завад. Як бачимо із табл.4, за вказаних вище умов ЧФМ забезпечує виграш по енергії сигналів відносно ФРМ-2 у середньому на 1,6 дБ, а відносно ФРМ-3 на 5 дБ.

Таблиця 4

Порівняльна таблиця виграшу по енергії системи с ЧФМ

		$p = 10^{-4}$	$p = 10^{-4}$	$p = 10^{-4}$	Програш по енергії сигналу, дБ
ЧФМ	h^2	16,2	20,8	25,4	0,0
ФРМ-2	h^2	23,46	30,36	37,89	1,6
ФРМ-3	h^2	50,67	66,37	82,08	5,0

3. При побудові захищеного мовного тракту аналогового радіоканалу для ділянки «пілот – авіадиспетчер» відповідно до технологічної схеми, що зображена на рис.1, найбільш доцільно обрати частотно-фазовий модем ЧФМ з $m_n = 2$ і $m_\phi = 4$.

УДК 621.396 (045)

Конахович Г.Ф., Курушкін В.Е., Антонов В.В. Модем в составе оборудования защищенной радиотелефонной связи для авиационных применений

Аннотация. Построение оборудования защищенной радиотелефонной связи для авиационных применений является актуальной научной задачей. Используются результаты параметрической оптимизации модели речевого тракта авиационной УКВ- радиостанции, функционирующей в диапазоне 1180-136 МГц с дискретностью сетки частот 25кГц или 8,33кГц. Речь идёт об определении оптимальных параметров манипулятора / деманипулятора (модема) речевого тракта радиостанции, который должен быть интегрирован в существующую структуру радиостанции без нарушения норм её использования по основному назначению. В качестве оптимального технического решения назван некогерентный частотно-фазовый модем с четырьмя частотными и четырьмя фазовыми позициями сигнала на каждом тактовом интервале.

Ключевые слова: авиация, радиотелефонная связь, авиационная радиостанция, речевой тракт, модем, параметрическая оптимизация.

Konakhovych G., Kurushkin V., Antonov V. Modem as a part of secured radiotelephone equipment for aviation

Abstract. Building secure radio communication equipment for aviation application is urgent scientific challenge. Justified to build and defined parameters of noncoherent modem, suitable for use in the equipment of secure radio channel. Used the results of parametric optimization model of speech tract aviation VHF-radiostation, which operates in the range of 118-136 Mhz with the discreteness of the grid frequency 25kGc or 8,33 kHz. It is about determination of optimal parameters of manipulator / demanipulator (modem) of language tract radiostation that has to be integrated into the existing structure of the radiostation without violations of the norms of its use. Optimal technical decision is noncoherent phase-frequency modem with four frequency and four phase positions of signal on each tact interval.

Key words: aviation, radio communication, aviation radiostation, voice disorders, modem, parametrical optimization.

Література

[1] Конахович Г.Ф. Концепція побудови обладнання захищеного радіотелефонного зв'язку / Г.Ф. Конахович, В.В. Антонов, В.Є. Курушкін // Безпека інформації. – Том 20, №3 – 2014. – С. 224-230.

[2] ИКАО. Doc. 9705-AN/956. Руководство по техническим положениям для сети авиационной электросвязи (АТН) Издание второе – 1999.

[3] ИКАО. Авиационная электросвязь. Международные стандарты и рекомендуемая практика. Приложение 10 к конвенции о международной гражданской авиации. Том 111. Системы связи. Часть 11. Системы речевой связи. Изд. первое тома 111 – июль 1995 г.

[4] ИКАО. Поправка №76 к Международным стандартам и рекомендуемой практике. Авиационная электросвязь. Приложение 10 к конвенции о международной гражданской авиации. Том 111. Системы связи. Часть 11. Системы речевой связи. Том 5. Использование авиационного радиочастотного спектра. Изд. – Март 2001 г.

[5] Андрусак А.І. Мережа авіаційного електрозв'язку / А.І. Андрусак, В.С. Дем'янчук, Ю.М. Юр'єв. – К. : НАУ,2001. – 448 с

[6] Правила авіаційного електрозв'язку в цивільній авіації України (ПЗ ЦА – 2003) – К. : Мінтранс України, 2003. – 132 с.

[7] Антонов В.В. Оптимізація моделі некогерентної передачі даних через мовний тракт авіаційного радіоканалу / В.В. Антонов // Защита информации: Сб. науч. труд. НАУ – К.: НАУ, 2011. - №18. – С. 3-13.