



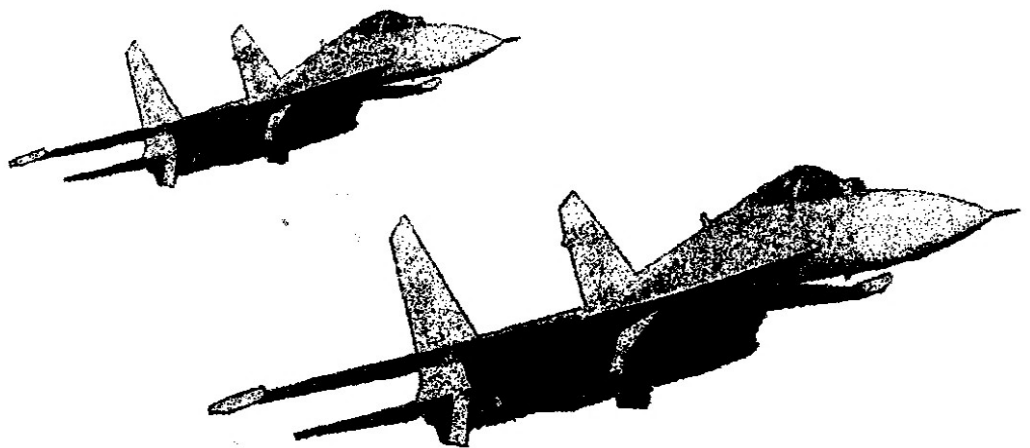
МІНІСТЕРСТВО ОБОРОНИ УКРАЇНИ

**ХАРКІВСЬКИЙ ІНСТИТУТ
ВІЙСЬКОВО-ПОВІТРЯНИХ СИЛ
імені ІВАНА КОЖЕДУБА**

ЗБІРНИК

наукових праць

Випуск 2(11)



**Харків
2004**

У збірнику відображені основні результати відкритих науково-дослідних робіт та дисертаційних досліджень.

Видавання призначено для наукових співробітників, викладачів, докторантів, ад'юнктів.

Редакційна колегія:

- Голова:** Медведєв В.К. – кандидат військових наук, професор, ХІ ВПС.
Заступник голови: Ушань М.П. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС.
Члени: Альошин Г.В. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Батаєв В.О. – доктор технічних наук, СНС, Лауреат Державної премії України у галузі науки і техніки, ХІ ВПС;
Бутакова С.В. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Волосюк В.К. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Войтов В.А. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Костенко П.Ю. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Лашко В.І. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Раковський Х.В. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Риженко О.І. – доктор технічних наук, професор, Лауреат Державної премії України у галузі науки і техніки, ХІ ВПС;
Семон Б.Й. – доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки та техніки України, НАО;
Подригало М.А. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Приходько І.М. – доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки УРСР, ХІ ВПС;
Фоменко О.М. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Харченко О.В. – доктор технічних наук, професор, заслужений діяч науки та техніки України, НЦ ВПС;
Корольов А.В. – доктор технічних наук, професор, ХІ ВПС;
Корочкін О.А. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС;
Колесніков О.М. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС;
Масягін В.І. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС;
Міневич О.Б. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС;
Миргород Ю.І. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС;
Чорний С.В. – кандидат технічних наук, доцент, ХІ ВПС.

Відповідальний секретар: Харченко І.М., кандидат технічних наук.

Технічний секретар: Бердочник А.Д.

Адреса: 61064, м. Харків, вул. Володарського, 46, Харківський інститут ВПС.
Телефон: (057) 772-92-17, 772-92-14.

Рекомендовано до друку Вченою радою ХІ ВПС,
протокол № 9 від 01.07.2004 р.

Занесено до "Переліку №13 наукових фахових видань України" (технічні науки, №3)

Свідчення про реєстрацію КВ № 4722 від 11 грудня 2000 р.
© Харківський інститут ВПС, 2004

ЗМІСТ

Русанов А.В. Апробація чисельної моделі в'язкої турбулентної течії газу в широкому діапазоні режимних параметрів.....	3
Слюсар В.І., Головін О.О. Помилки кутової пеленгації в багатоканальних РЛС, що виникають при застосуванні алгоритмів, заснованих на дискретному перетворенні Фур'є.....	10
Онищенко В.М., Коломейченко О.М. Проблема забезпечення утомленої міцності конструкції та обмеження рівня вібрацій вертольота.....	17
Юрченко О.О. Розрахунок лінійних коливальних систем з великим числом ступенів свободи.....	24
Добровольський Д.В. Математическое моделирование пилота при выполнении задачи управления по звуковому сигналу.....	31
Чорний С.В., Жевтюк О.А. Оцінка ефективності спеціального комплексу повітряного спостереження з урахуванням сертифікаційних обмежень за договором "відкрите небо".....	39
Андрєєв С.М., Колосов В.М. Методика розв'язання конфліктних ситуацій для автоматизованої системи управління польотами.....	44
Зінченко Д.М. Визначення злітно-посадочних аеродинамічних характеристик літака синтезом обчислювальних методів.....	53
Глухов В.М., Смик С.І., Федюк С.В. Організація безпомилкової діяльності авіаційного фахівця.....	61
Приймак А.В., Кремешний О.І., Чернявський В.М., Бобер В.О. Один з можливих методів визначення максимальних похідних n-го порядку при вирішенні задач динаміки польотів.....	68
Петшков С.І. Методика оцінки ефективності бойового застосування винищувачів.....	76
Сухаревський О.І., Рябоконт Є.О., Сазонов А.З., Горелишев С.А. Дослідження та оптимізація характеристик параболічної антени з радіопоглинаючим екраном біля кромки дзеркала.....	83
Челпанов В.В., Лазутський А.Ф. Методика проведення технічного обслуговування озброєння для відновлення ресурсу.....	91
Гишко Г.Б., Ботов М.Ф. Рекомендації щодо порядку організації захисту інженерно-авіаційної служби від наслідків застосування запалювальної зброї.....	95

ПОМИЛКИ КУТОВОЇ ПЕЛЕНГАЦІЇ В БАГАТОКАНАЛЬНИХ РЛС, ЩО ВИНИКАЮТЬ ПРИ ЗАСТОСУВАННІ АЛГОРИТМІВ, ЗАСНОВАНИХ НА ДИСКРЕТНОМУ ПЕРЕТВОРЕННІ ФУР'Є

д.т.н., СНС В.І. Слюсар, к.т.н. О.О. Головін

У статті розглядається питання виникнення помилок кутової пеленгації джерел радіовипромінювання при використанні алгоритмів вимірювання, заснованих на перетворенні Фур'є. Показано, що в імпульсних РЛС із цифровими антенними решітками (ЦАР), при використанні швидкодійного аналого-цифрового перетворення, методи спектрального аналізу можуть втратити ефективність, оскільки не враховують міжканальний часовий зсув сигналів.

Як відомо [1], одним із підходів до вимірювання кутових координат джерел радіовипромінювання в РЛС із ЦАР є використання детерміністських алгоритмів, заснованих на дискретному перетворенні Фур'є (ДПФ). Такі алгоритми не враховують міжканальну часову затримку сигналів, що виникає внаслідок різного часу їх поширення від джерела випромінювання до елементів решітки. Унаслідок цього, амплітуди сигналів з непрямокутною обвідною у каналах решітки в одні й тіж моменти часу приймають різні значення, що призводить до виникнення динамічних помилок вимірювання азимута й кута місця цілей. Дані помилки можуть перевершувати припустимі їхні значення, особливо при значних відхиленнях напрямку на джерело від нормалі до ЦАР.

Аналіз останніх досліджень і публікацій свідчить, що питанню вимірювання кутових координат цілей приділяється значна увага. Але найбільш характерним недоліком традиційних алгоритмів є суттєва залежність точності вимірювання від напрямку пеленгації [2], особливо при великих розмірах апертури антени у порівнянні з довжиною хвилі сигналу.

У зв'язку з цим, метою статті є визначення ступеня впливу міжканального часового зсуву імпульсів на точність вимірювання кутових координат повітряних цілей у РЛС із ЦАР, розміри якої значно перевищують довжину хвилі сигналів.

Для більш ретельного розгляду даної проблеми проведемо математичне моделювання. Як прийомна антена буде розглядатися лінійна екви-

дистантна ЦАР, наприклад, із непарним числом R однаково орієнтованих випромінювачів. При цьому центральний елемент решітки є її фазовим центром.

Падіння на ЦАР хвилі, що випромінюється джерелом з її дальньої зони, схематично відображено на рис. 1, де θ – кут між нормаллю до ЦАР і напрямком на джерело випромінювання, A_r – різниця ходу хвилі, розрахована для r -го елемента щодо фазового центра антенної системи, d – відстань між елементами ЦАР.

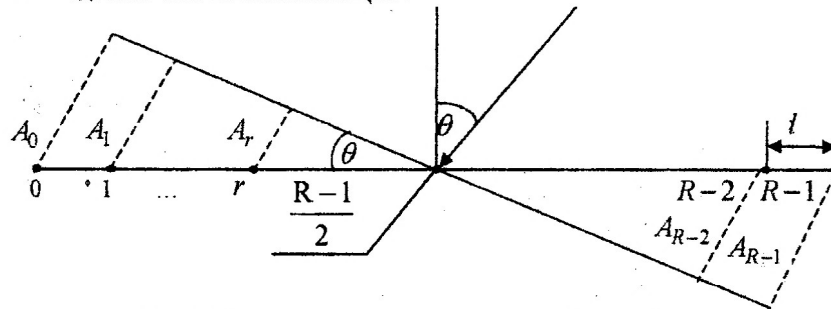


Рис. 1. Просторове положення хвилі відносно ЦАР

Згідно з [1], комплексну напругу сигналу для r -го каналу антенної системи у момент приходу хвилі на решітку можна записати у вигляді:

$$\dot{U}_r = A_m \cdot e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta) \left(r - \frac{R-1}{2} \right) + \varphi} + \dot{n}_r,$$

де A_m – амплітуда сигналів;

λ – довжина хвилі;

φ – початкова фаза;

\dot{n}_r – комплексне значення шуму.

У межах часового інтервалу прийому відбитого від цілі імпульсу, напрямком приходу якого відповідає нормалі до решітки, матриця напруг, знятих по виходу ЦАР, може бути записана у вигляді:

$$\dot{U} = \begin{pmatrix} \dot{U}_{0,0} & \dot{U}_{0,1} & \dots & \dot{U}_{0,p} & \dots & \dot{U}_{0,P} \\ \dot{U}_{1,0} & \dot{U}_{1,1} & \dots & \dot{U}_{1,p} & \dots & \dot{U}_{1,P-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{U}_{r,0} & \dot{U}_{r,1} & \dots & \dot{U}_{r,p} & \dots & \dot{U}_{r,P-1} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{U}_{R-1,0} & \dot{U}_{R-1,1} & \dots & \dot{U}_{R-1,p} & \dots & \dot{U}_{R-1,P-1} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

де $r = 0 \dots R-1$;

$p = 0 \dots P-1$ - номер поточного відліку аналого-цифрового перетворювача (АЦП);

P - тривалість сигналів у періодах дискретизації АЦП.

У припущенні, що оцифровка сигналів ведеться через чверть періоду їхньої несучої частоти, квадратурні складові прямокутних радіоімпульсів по виходу АЦП r -го каналу в p -м відліці (елементи матриці (1)), на підставі [3], можна записати у такий спосіб:

$$U_{r,p}^c = A_m \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\theta) \cdot \left(r - \frac{R-1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} p + \varphi\right) + n_{r,p}^c \quad (2)$$

$$U_{r,p}^s = A_m \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} d \cdot \sin(\theta) \cdot \left(r - \frac{R-1}{2}\right) + \frac{\pi}{2} p + \varphi\right) + n_{r,p}^s, \quad (3)$$

де φ - початкова фаза сигналів;

$n_{r,p}^{c(s)}$ - квадратурні складові напруг власних шумів r -го каналу у p -му відліці АЦП.

При цьому вважається, що формування квадратурних напруг сигналів здійснюється у аналоговий спосіб.

Комплексні напруги, зняті з регулярної сітки вторинних каналів $\dot{U}_{k,p}$ (після проведення операції ДПФ над виразами (2), (3)) можуть бути записані у вигляді:

$$\dot{U}_{k,p} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{U}_{r,p} \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2}\right)} + \dot{N}_{k,p}, \quad (4)$$

де $k = 0 \dots R-1$ - порядковий номер вторинного каналу;

$\dot{N}_{k,p}$ - шум у p -му відліці k -го вторинного каналу, ортогональні складові якого знаходяться за виразами:

$$N_{k,p}^c = \sum_{r=0}^{R-1} \left[n_{r,p}^c \cos\left(k \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2}\right)\right) + n_{r,p}^s \sin\left(k \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2}\right)\right) \right],$$

$$N_{k,p}^s = \sum_{r=0}^{R-1} \left[-n_{r,p}^c \sin\left(k \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2}\right)\right) + n_{r,p}^s \cos\left(k \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2}\right)\right) \right].$$

На підставі [1] кут θ у p -вимірюванні визначається виразом:

$$\theta_p = \arcsin \left(\frac{\lambda}{\pi d} \arctg \frac{\left(U_{\max 2_p}^{c(s)} \sin\left(\frac{\pi \cdot \max 2_p}{R}\right) + U_{\max 1_p}^{c(s)} \sin\left(\frac{\pi \cdot \max 1_p}{R}\right) \right)}{\left(U_{\max 2_p}^{c(s)} \cos\left(\frac{\pi \cdot \max 2_p}{R}\right) + U_{\max 1_p}^{c(s)} \cos\left(\frac{\pi \cdot \max 1_p}{R}\right) \right)} \right),$$

де $U_{\max 2_p}^{c(s)}$ - квадратурні складові напруги сигналів у каналі $\max 2_p$;

$U_{\max 1_p}^{c(s)}$ - квадратурні складові напруги сигналів у каналі $\max 1_p$;

$\max 2_p$ - номер сусіднього стосовно $\max 1_p$ вторинного каналу з другим по амплитуді ДПФ-відгуком у p -вимірюванні;

$\max 1_p$ - номер вторинного каналу з максимальним ДПФ-відгуком у p -вимірюванні.

Параметри $\max 1_p$, $\max 2_p$ знаходяться шляхом ітераційного перебору номера каналу k до досягнення максимум-максимуму величини

$$U_{m,p} = \sqrt{\left(U_{k,p}^c\right)^2 + \left(U_{k,p}^s\right)^2}.$$

У припущенні, що імпульсний сигнал з прямокутною огинаючою надходить на всі елементи решітки одночасно, було проведено математичне моделювання. При цьому використовувалися наступні параметри: відношення сигнал-шум у первинних каналах $S = 16$ дБ, $R = 32$, $d = 0.4$ м, $\lambda = 0.8$ м, $\theta = 30^\circ$. У ході моделювання було встановле-

но, що при вимірюванні кута θ за 500 реалізаціями в умовах адитивного шуму, що має нормальний розподіл з нульовим математичним очікуванням і середньоквадратичним відхиленням (СКВ) $\sigma_{ш} = 1$, помилка вимірювання (СКВ) складає $\sigma_{\theta} = 0,198^{\circ}$, що цілком відповідає сучасним вимогам.

У дійсності, при куті падіння θ , відмінному від нуля, існує міжканальний часовий зсув сигналів. Для доказу проявів неефективності процедури ДПФ за наявності зсуву сигналів була програмно сформована матриця розмірністю, $R \times (R + S - 1)$, що має вигляд:

$$\dot{U}_S = \begin{pmatrix} \dot{n}_{0,0} & \dot{n}_{0,1} & \dots & \dot{n}_{0,R-2} & \dot{U}_{0,R-1} \\ \dot{n}_{1,0} & \dot{n}_{1,1} & \dots & \dot{U}_{1,R-2} & \dot{U}_{1,R-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \dot{U}_{2,R-2} & \vdots \\ \vdots & \dot{n}_{R-3,1} & \dots & \vdots & \dot{U}_{p,R-1} \\ \dot{n}_{R-2,0} & \dot{U}_{R-2,1} & \dots & \dot{U}_{p+1,R-2} & \vdots \\ \dot{U}_{R-1,0} & \dot{U}_{R-1,1} & \dots & \vdots & \dot{U}_{p-1,R-1} \\ \dot{U}_{R,0} & \vdots & \ddots & \dot{U}_{p,R-2} & \dot{n}_{p,R-1} \\ \vdots & \dot{U}_{p+(R-2),1} & \dots & \dot{n}_{p+1,R-2} & \dot{n}_{p+1,R-1} \\ \dot{U}_{p+(R-1),0} & \vdots & \dots & \dot{n}_{p+2,R-2} & \vdots \\ \vdots & \dot{U}_{R+p-1,1} & \ddots & \vdots & \vdots \\ \dot{U}_{R+p-2,0} & \dot{n}_{R+p-2,1} & \dots & \dot{n}_{R+p-2,R-2} & \dot{n}_{R+p-2,R-1} \end{pmatrix}^T$$

Принцип її формування зводився до того, що кожний наступний стовпець матриці (1) був зміщений відносно попереднього на один відлік. У відліках, де не існує сигналу, є присутнім тільки шум. Виходячи з геометричних співвідношень, представлених на рис. 1, міжканальне часове зміщення сигналів на один відлік при частоті дискретизації АЦП $f_{\delta} = 1.5$ ГГц і відстані між елементами решітки $d = 0.4$ м відповідає куту падіння хвилі на ЦАР $\theta = 30^{\circ}$.

За аналогією з (4), сітка вторинних каналів, у випадку міжканального зсуву сигналів на один період дискретизації АЦП, формується відповідно до формули:

$$\dot{U}_{s_{k,l}} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{U}_{s_{r,l}} \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2} \right)} + \dot{N}_{k,l},$$

де $l = 0 \dots R + P - 2$ - поточний відлік АЦП у випадку міжканального зсуву сигналів на один період дискретизації,

$$\dot{N}_{k,l} = \sum_{r=0}^{R-1} \dot{n}_{r,l} \cdot e^{-j \cdot k \cdot \frac{2\pi}{R} \left(r - \frac{R-1}{2} \right)} - \text{шум у } l\text{-му відліці АЦП } k\text{-го вторинного каналу.}$$

Тим самим залишається і підхід до пошуку модуля ДПФ U_{ms_p} , вторинних каналів з максимальним відгуком $\max 1s_p, \max 2s_p$, значення кута θ_p за умови зсуву сигналів. Однак, при цьому додатково виконувався пошук максимальної за величиною пари напруг каналів у часі, в межах сигнальної вибірки, тривалістю $2P$.

На підтвердження неефективності процедури ДПФ у випадку часового зсуву сигналів, на рис. 2 графічно представлені результати ДПФ без урахування їх зсуву U_{m_p} (позиція - "а"), і за наявності апертурних розбіжностей в надходженні сигналів величиною в один відлік АЦП U_{ms_p} (позиція - "б"). Інші параметри моделювання відповідають зазначеним раніше, а саме $S = 16$ дБ, $R = 32$, $d = 0.4$ м, $\lambda = 0.8$ м, $P = 500$, $\sigma_{ш} = 1$.

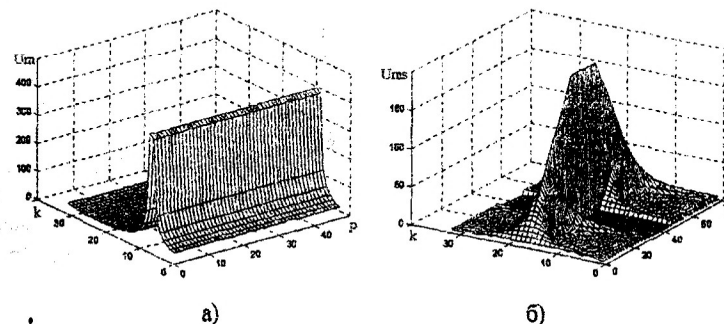


Рис. 2. Результат ДПФ дискретизованого сигналу
Побудовані графічні залежності наочно доводять, що часовий зсув сигналів, навіть на один відлік, призводить до значного зсуву ДПФ-відгуку уздовж сітки вторинних каналів, а також до суттєвої зміни його

форми. Ці фактори, в остаточному підсумку, принципово впливають на точність виміру кута θ , яка у даному випадку складає $\sigma_{\theta} = 2,45^{\circ}$

При збільшенні кута падіння хвилі на решітку, тобто при міжканальному часовому зсуві, більшому одиниці, помилки виміру кутових координат стають більш значними й в обов'язковому порядку вимагають застосування методів їхньої компенсації.

Таким чином, використання методів спектрального аналізу при рішенні задачі вимірювання кутових координат, у випадку оцифровки сигналів через чверть періоду несучої, призводить до виникнення динамічних помилок, пов'язаних з неоднаковим часом поширення хвилі до елементів ЦАР. Разом з тим, перехід до більш низьких темпів дискретизації є не завжди можливим.

Одним зі способів рішення даної проблеми може бути використання неспектральних методів оцінки, наприклад, заснованих на вимірюванні величини часового зсуву сигналів, знятих із сусідніх елементів решітки [4]. Також серед напрямків подальших досліджень проблем кутової пеленгації слід відмітити питання спільного використання методів просторового спектрального аналізу і методів, що використовують інформацію про часові чи фазові розбіжності сигналів в каналах ЦАР. При цьому традиційні методи спектрального аналізу доцільно застосовувати поблизу нормалі до ЦАР, а при більших відхиленнях кутових напрямків на джерела випромінювань – віддавати перевагу методам [4].

Література

1. Варюхин В.А. Основы теории многоканального анализа. – К.: ВА ПВО СВ, 1993. – 172 с.
2. Теоретические основы радиолокации: Учебн. пособие для ВУЗов / А.А. Коростелев, Н.Ф. Клюев, Ю.А. Мельник и др. / Под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Советское радио, 1976. – 608 с.
3. Покровский В.И., Сахно В.Ф., Слюсар В.И. Определение пространственного положения радиолокационных источников и времени задержки их эхо-сигналов РЛС на базе ЦАР // Стохастические модели систем. – К.: ВА ПВО СВ, 1991. – С. 62–68.
4. Слюсар В.И., Головин А.А. Угловая пеленгация в цифровых антенных решетках по межканальному временному сдвигу импульсных сигналов // Тези доповідей XIV науково-технічної конференції "Наукові проблеми розробки, модернізації та застосування інформаційних систем космічного і наземного базування". – Ч. I. – Житомир: ЖВІРЕ. – 2004. – С. 78–83.

Надійшла до редакції 12.05.2004 року

УДК 629.7.015.4

ПРОБЛЕМА ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ УТОМЛЕНОЇ МІЦНОСТІ КОНСТРУКЦІЇ ТА ОБМЕЖЕННЯ РІВНЯ ВІБРАЦІЙ ВЕРТОЛЬОТА

к.т.н., доц. В.М. Онищенко, О.М. Коломейченко

У статті розглядаються питання формування розрахункової моделі навантаження пружної конструкції та оцінки міри накопичення пошкоджень у силових елементах конструкції від втоми.

За весь час експлуатації вертольота, що складає тисячі годин, відбуваються мільйони циклів зміни навантажень. Це визначає такі задачі міцності, що є головними для вертольота, як утомлена міцність та обмеження рівня вібрацій. У зв'язку з цим актуальною стає проблема створення надійних методів розрахунку навантаження й деформування конструкції ЛА в реальних умовах польоту. Точні знання про навантаження та напружено-деформований стан (НДС) необхідні при розрахунку конструкції літака на міцність та ресурс, уточнення продовжених значень ресурсу.

Міцність конструкції забезпечується циклом теоретичних, розрахункових та експериментальних робіт. Такі роботи необхідно розпочинати на стадії технічної пропозиції і продовжувати до зняття даного типу вертольота з експлуатації.

На стадії технічної пропозиції і ескізного проектування, коли формується схема вертольота і його основні параметри, велике значення має використання чисельних методів математичного моделювання функціонування пружної конструкції і оцінка рівня пошкоджень силових елементів. У загальному випадку рішення цієї проблеми повинно ґрунтуватися на чисельних методах нелінійної нестационарної аеродинаміки і теорії пружності.

Для несучого гвинта (НГ) вертольота однією з задач аеропружності і міцності конструкції є зривний флатер. При великих кутах атаки починається зрив потоку і виникає можливість підводу енергії у пружну систему "лопать НГ – автомат перекоосу – проводка керування." Виникають незатухаючі коливання пружної системи, різко збільшуються інерційні сили, зростає деформація лопаті, різко збільшуються шарнірні моменти, можлива відмова системи керування. Підвищений рівень напружень загост-