

УДК 629.7.058.54

ВОЛИНЕЦЬ В.Л., провідний науковий співробітник, кандидат технічних наук,
старший науковий співробітник

МАМОНОВА Н.Л., науковий співробітник

ОЦІННЕ МОДЕЛЮВАННЯ АПЕРТУРИ ФАЗОВАНОЇ АНТЕННОЇ РЕШІТКИ ТА КУТОВИХ ПАРАМЕТРІВ РЛС ДЛЯ ЧАСТОТНИХ ДІАПАЗОНІВ АВІАЦІЙНИХ СИСТЕМ ДРЛВІУ

Представлено результати оцінного моделювання усередненої апертури фазованої антенної решітки (ФАР) та діапазону змін точності визначення кутової координати в робочих діапазонах частот відомих систем дальнього радіолокаційного виявлення і управління (ДРЛВІУ)

Ключові слова : моделювання, авіаційна система ДРЛВІУ, РЛС, ФАР, кутова похибка

Перспективним напрямком розвитку авіації збройних сил є створення авіаційного комплексу ДРЛВІУ. Побудова радіолокаційної станції (РЛС) такого комплексу на основі сканувальної ФАР відповідає світовому рівню проектування сучасних та перспективних систем ДРЛВІУ [1]. Тому на етапі формування технічного обрис літака ДРЛВІУ актуальним є оцінне моделювання конфігурації ФАР, характеристик її діаграми спрямованості (ДС) та оцінка похибки вимірювання кутової координати цілі у робочому діапазоні частот.

У статті наведено результати оцінки діапазону змін складових та повної похибки вимірювання кутової координати для частот діапазонів E,D,C та B (довжина хвиль 10-75 см), які характерні для основних світових авіаційних систем ДРЛВІУ (E-2, E-3, A-50, Boeing-707/ Phalcon, SAAB-340 Erieye, KJ-2000).

Конфігурація активної ФАР визначається способом розміщення приймально-передавальних модулів (ППМ) в апертурі антени, їх кількістю в горизонтальній і вертикальній площинах та загальною кількістю. До складу ФАР входить і діаграмостворююча схема (ДСС) в обох площинах.

Знайдемо кількість елементів ФАР та їх розміщення.

Максимальне значення кроку решітки (d_p) має вигляд [2]:

для прямокутної сітки розташування елементів

$$d_{pn} = \frac{\lambda_{\min}}{1 + \sin \theta_{\max}} ; \quad (1)$$

для гексагональної сітки розташування елементів

$$d_{pg} = \frac{2\lambda_{\min}}{\sqrt{3} (1 + \sin \theta_{\max})} , \quad (2)$$

де λ_{\min} – мінімальна довжина хвилі робочого діапазону частот,

θ_{\max} – максимальний кут відхилення ДС від нормалі до площини решітки.

В табл. 1 наведено результати розрахунку кроку решітки для обох сіток розташування елементів в залежності від робочого діапазону довжин хвиль.

Таблиця 1

Крок антенної решітки для двох типів сітки розташування елементів

Довжина хвилі (діапазон хвиль), см	Значення кроку решітки (прямокутна/гексагональна), см		
	кут відхилення (сканування) ДС, град		
	15	45	60
10 (Е)	7,94 / 9,17	5,86 / 6,77	5,36 / 6,19
20 (Д)	15,88 / 18,34	11,72 / 13,53	10,72 / 12,38
35 (С)	27,8 / 32,1	20,5 / 23,67	18,76 / 21,67
75 (В)	59,58 / 68,8	43,93 / 50,73	40,19 / 46,41

Максимальному куту відхилення ДС антени від напрямку нормалі до площини решітки, що забезпечує відсутність дифракційних максимумів вищих порядків у відповідних площинах, відповідає значення у 60 градусів.

В цьому випадку шаг решітки з прямокутною сіткою розташування елементів буде дорівнювати $0,54 \lambda_{\min}$, а з гексагональною – $0,62 \lambda_{\min}$.

Оцінне моделювання проводилось для ФАР з прямокутною сіткою розташування елементів та максимальним кутом сканування у 60 градусів у горизонтальній площині.

З метою визначення орієнтовної кількості елементів ФАР в кожній із площин сканування, загального числа елементів антенної решітки та подальшої оцінки точності вимірювання координат цілей візьмемо за основу усереднений розмір апертури відомих систем ДРЛВіУ, а саме 2×8 м у вертикальній та горизонтальній площинах відповідно.

В табл. 2 наведені значення параметрів модельованої ФАР в залежності від діапазону хвиль, який використовується. Розрахунок проведено з урахуванням розміщення ППМ, квазіелептичної форми апертури та середнього значення коефіцієнта збудження решітки (змінюється від 50,4 до 74). Значення параметрів ФАР у дужках відповідає вертикальній площині.

Загальна кількість елементів ФАР з урахуванням забезпечення низького рівня бокових пелюстків ДС та мінімальної маси антени визначається виразом:

$$N_p = k \times n_2 \times n_6, \quad (3)$$

де $k = \frac{\pi}{4}$ – коефіцієнт, який дорівнює співвідношенню площин еліпса (кола) та прямокутника, n_2 – число елементів (рядків) у горизонтальній площині, n_6 – число елементів (стовпців) у вертикальній площині.

Кількість елементів ФАР можна зменшити за рахунок використання гексагональної сітки розташування елементів. Подальше зменшення числа

елементів решітки пов'язано із використанням різних методів “розрідження” апертури і веде до нееквідистантної решітки, ускладнення ДСС та пристроїв управління ДС.

Таблиця 2

Параметри модельованої ФАР за частотними діапазонами для системи ДРЛВіУ

Діапазон довжин хвиль	Значення параметра ФАР				
	розмір конструктивного елемента, мм	кількість елементів, од	загальна кількість елементів, од	ширина діаграми спрямованості, град	розмір апертури, м
1	2	3	4	5	6
Е	54 (80)	148 (25)	2900	0,8 (3,1)	7,99 × 2,0
Д	110 (160)	72 (13)	735	1,6 (6,2)	7,92 × 2,08
С	190 (280)	42 (7)	230	2,7 (10,9)	7,98 × 1,96
В	405 (600)	20 (4)	63	5,8 (23,3)	8,1 × 2,4

Припущення щодо незалежності джерел похибок дозволило провести оцінку діапазону змін точності визначення кутових координат цілі окремо за основними складовими похибки для обох кутомірних площин – азимутальної та кута місця (висоти) в РЛС з фазованою антенною решіткою. При цьому передбачається моноімпульсне супроводження цілі методом інтерполяції за нульовими значеннями в системі координат напрямних косинусів шляхом розв'язування ітераційних рівнянь. Найкраща оцінка кутового положення цілі здійснена шляхом усереднювання даних.

Оцінка діапазону змін перелічених складових похибки проведена для частот діапазонів Е, Д, С та В (за новим позначенням), які охоплюють діапазон довжин електромагнітних хвиль від 10 до 75 см.

Обчислення основних складових похибки вимірювання кутової координати проводились за формулами [3,4], в яких узгоджені одиниці вимірювання та наведені типові значення окремих величин, а саме такі помилки:

1. Наведення антени

$$\sigma_a (\text{хвилин}) = \frac{\Delta \bar{\varphi} (\text{град})}{57,3 \times 57,3 \times 2 \sqrt{N_p}} \times \theta_{0,5} (\text{град}) \times 3438, \quad (4)$$

де $\Delta \bar{\varphi}$ – середньоквадратичне значення фазових похибок на кожний елемент антенної решітки (максимальне припустиме значення 20 град), $\theta_{0,5}$ – ширина ДС у відповідній площині відліку на рівні мінус 3 дб, N_p – загальне число елементів антенної решітки з урахуванням квазіелептичної (колової) форми апертури ФАР.

2. Дискретність фазообертача

$$\sigma_{\varphi_0} (\text{хвилин}) = \frac{2,6 \times \theta_{0,5_2} \times 3438}{57,3 \times n_{nl} \times 2^p}, \quad (5)$$

де n_{nl} – число елементів (рядків або стовпців) у відповідній площині, p – число розрядів фазообертача (типове значення $p=6$).

3. Квантування кутової координати

$$\sigma_{кв} = \frac{2\pi}{\sqrt{12} \times 2^p}, \quad (6)$$

де p – число розрядів бортової цифрової обчислювальної машини (типове мінімальне значення $p=16$).

4. Аналого-цифрове перетворювання сигналу

Значення похибки за рахунок аналого-цифрового перетворювання сигналу (квантування амплітуди) дорівнює $\sigma_{ацп} = (0,01 \dots 0,05) \times 3'375 \sim 0,15'$.

5. Кутовий тепловий шум

$$\sigma_{куш} (\text{хвилин}) = \frac{\theta_{0,5} \times 3438}{57,3 \times K_n \times \sqrt{2mq}}, \quad (7)$$

де K_n – нормована крутість різницевого каналу, змінюється (від 1,8 до 2,0), m – кількість згладжувань 10 - 12, q – відношення сигнал/шум (типове значення 10 дБ).

6. Апаратне формування ДСС

$$\sigma_{ан} = 1 - \left[a_1 \times \frac{a_2 \times \cos(\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3) + \sin(\varphi_2 + \varphi_3)}{a_2 \times \cos(\varphi_2 + \varphi_3) - \sin \varphi_3} \right] \times S_0, \quad (8)$$

де a_1, a_2 – амплітудні неідентичності каналів до і після сумарно-різницевої ДСС (типове значення $a_1 = a_2 = 0,5$ дБ), φ_1, φ_2 – фазові неідентичності каналів до і після сумарно-різницевої ДСС (типове значення $\varphi_1 = 5$ град., $\varphi_2 = 10$ град.), φ_3 – фазові неідентичності підсилювачів (типове значення $\varphi_3 = 2$ град.),

$$S_0 = \frac{\theta_{0,5}}{K_n \times \sqrt{G_n}}, \quad (9)$$

де G_n – відносна глибина нуля різницевої ДС (типове значення 35 дБ).

7. Запізнення супроводження динамічної цілі

$$\sigma_{дз} = \Delta_a (1 - \alpha), \quad (10)$$

де $\Delta_a = \frac{a_{к макс} \times T_{\epsilon}^2}{\beta}$ – похибка інтерполяційного положення цілі, $a_{к макс}$ – максимальне

кутове прискорення цілі на мінімальній дальності, T_{ϵ} – період вибірки сигналу, β – стала згладжування щодо швидкості цілі, α – стала згладжування щодо положення цілі.

Для збереження супроводження цілі при максимальному прискоренні її стала згладжування щодо швидкості вибирається такою, щоб динамічне запізнення не перевищувало половини ширини ДС ($\theta_{0,5}/2$).

Стала згладжування щодо положення цілі визначається за умови стійкості системи автоматичного супроводження цілі. В нашому випадку, наприклад, для цифрового фільтра типу П.

Розрахунки проведені для цілі типу літак з початковими параметрами:

максимальне прискорення $a_{л макс} = 3g = 3 \times 9,8 = 29,4$ м/сек²;

максимальна швидкість цілі $V_{л макс} = 2M = 2 \times 335 = 670$ м/с;

мінімальна дальність $D_{мін} = 25 \times 10^3$ м, $a_{к макс} = a_{л макс} / D_{мін} = 1,18 \times 10^{-3}$ рад /с²,

$T_{\epsilon} = 1$ с.

Для $\Delta_a = \theta_{0,5} / 2$ стала згладжування щодо швидкості цілі і фільтру типу II має вигляд

$$\beta = \frac{2 \times (a_{k, \max} \times T_e^2)}{\theta_{0,5}} \quad (11)$$

Стала згладжування щодо положення цілі та фільтру типу II дорівнює

$$\alpha = 2 \times \sqrt{\beta} - \beta \quad (12)$$

8. Відхилення променя ДС від нормалі

$$\sigma_\theta (\text{хвилин}) = (0,04 - 0,02) \times \theta_{0,5} = \frac{0,03 \times \theta_{0,5} \times 3438}{57,3}$$

9. Багатошляхове поширення сигналу

$$\sigma_{m1} = \frac{\theta_{0,5} \times \rho}{\sqrt{8 \times G_{\delta n}}} \quad (13)$$

де ρ – коефіцієнт дзеркального відбиття поверхні (типове значення $\rho = 0,5$), $G_{\delta n}$ – середньоквадратичне значення рівня бокових пелюстків ФАР (типове значення $G_{\delta n} = 30$ дб).

10. Протяжність цілі

$$\sigma_{m2} = \frac{0,35 \times L_x}{D_\psi} \quad (14)$$

де L_x – поздовжня довжина цілі (винищувач $L_x = 15$ м), D_ψ – дальність до цілі (від 150 до 600 км).

11. Поширення електромагнітних коливань та калібрування апаратури

Типове значення похибки $\sigma_{nk} \cong 0,7$ хвилин.

Повна розрахункова максимальна середньоквадратична кутова похибка (σ_Σ^K) для модельованої ФАР в горизонтальній площині дорівнює

$$\sigma_\Sigma^K = \sqrt{\sum_{i=1}^{11} \sigma_i} \quad (15)$$

де σ_i – вищезазначені складові повної похибки.

В табл. 3 наведені значення складових похибки та повної похибки визначення кутової координати для РЛС з модельованою ФАР в кожному з чотирьох діапазонів довжин хвиль і діапазону їх змін.

Таблиця 3

Повна та складові кутової похибки ФАР в горизонтальній площині

Найменування похибки	Максимальне значення похибки по діапазонах, хвилин			
	довжина хвилі діапазону, см			
	10	20	35	75
1	2	3	4	5
Складові похибки за рахунок:				
наведення ДС антени	0,16	0,62	1,86	7,65

1	2	3	4	5
дискретності фазообертача	0,053	0,22	0,63	2,83
квантування кутової координати	0,095	0,095	0,095	0,095
квантування сигналу	0,15	0,15	0,15	0,15
теплового шуму	1,89	3,77	6,36	13,67
формування ДСС (апаратна)	0,37	- 0,23	- 1,07	- 3,45
динамічного запізнення (літак/ракета)	8,4/10,05	24,3/28,4	49,3/55,3	122,7/132,4
відхилення ДС від нормалі	1,44	2,88	4,86	10,44
багатошляхового поширення сигналу	0,27	0,54	0,92	1,97
протяжності цілі	0,12	0,12	0,12	0,12
поширення хвиль та калібрування	0,7	0,7	0,7	0,7
Повна похибка	8,8/10,8	24,7/28,8	50,0/55,9	124,2/133,8

З результатів моделювання випливає, що діапазон змін похибки визначення кутової координати цілі для модельованої ФАР з максимальним розміром апертури у горизонтальній площині 8 метрів в залежності від діапазону хвиль, який використовується, може складати орієнтовно від 9 до 125 хвилин щодо літака та від 11 до 134 хвилин щодо ракети.

Проведена оцінка точності визначення кутової координати є попередньою і підлягає оптимізації та уточненню при проектуванні ФАР та РЛС в цілому на етапах ДКР з використанням існуючих та перспективних технологій надвисоких частот і цифрової техніки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Eli Brooker. Phased arrays and radars – past, present and future, Microwave Journal, January, 2006, p. 24-46/
2. Антенны: (Современное состояние и проблемы) / Под ред. чл.- корр. АН СССР Л.Д. Бахраха и проф. Д.И. Воскресенского. -М.: Сов. Радио, 1979. 208с.
3. Peter J. Kahrilas. Electronic scanning radar systems (ESRS) design handbook, Artech house, 1976, USA, 372p.
4. Бартон Д. и Вард Г. Справочник по радиолокационным измерениям. Пер. с англ. под ред. М.М. Вейсбейна. М., Сов.радио, 1976, 392 с.

Надійшла до редакції 31.10.2013