

ПАРАШЮТНЫЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

В.М. Алексеев, О.В. Королёва

Рассмотрены типы и особенности парашютных систем, которые могут быть использованы для безопасного приземления беспилотных летательных аппаратов в аварийной ситуации или их безопасного приземления парашютным способом после завершения полетного задания.

Ключевые слова: парашютная система, беспилотный летательный аппарат.

PARACHUTE SYSTEMS FOR UNMANNED AERIAL VEHICLES

V. Alekseev, O. Korolova

The types and characteristics of parachute systems, which can be used for the safe landing of unmanned aerial vehicles in an emergency or safe landing parachute after the flight mission.

Key words: parachute system, unmanned aerial vehicle.

УДК 621.317:681.3

Р.О. Беляков

Військовий інститут телекомунікацій та інформатизації Державного університету телекомунікацій, Київ

АНАЛІЗ ЯКІСНИХ ПОКАЗНИКІВ СИСТЕМ АВТОМАТИЧНОГО КЕРУВАННЯ ДІАГРАМОЮ НАПРАВЛЕНОСТІ АКТИВНИХ ФАЗОВАНИХ АНТЕННИХ РЕШІТОК

У статті представлено результати аналізу систем автоматичного керування діаграмою направленості активних фазованих антенних решіток. Обґрунтовано доцільність побудови модулів активних фазованих антенних решіток з урахуванням умов мінімізації середньоквадратичних помилок системи керування діаграмою направленості. Автор підкреслює актуальність застосування запропонованого методу оцінки показників якості системи керування діаграмою направленості.

Ключові слова: активна фазована антенна решітка, середньоквадратична помилка.

Актуальність теми

Показники якості радіоелектронних систем значною мірою залежать від властивостей конструктивно-електричних параметрів антенно-фідерних пристроїв. Високі обсяги використання в перспективних радіотехнічних комплексах різного призначення (Повітряні сили, Військово-Морські сили) складних систем фазованих антенних решіток (ФАР) та активних фазованих антенних решіток (АФАР) обумовлюють необхідність проектування систем автоматичного керування цих систем. Ключовою особливістю фазованих антенних решіток є формування заданої діаграми направленості при швидкому скануванні одночасно в широкому спектрі частот [11], тому ФАР та АФАР широко використовуються у сучасних системах мобільного, супутникового та транкінгового зв'язку.

У звичайних (пасивних) ФАР джерелом живлення для сотень елементів, на виході яких десятки ват потужності, є один передавач потужністю декілька кіловат.

В той же час в радарі з АФАР декілька сотень модулів потужністю в десятки ват кожен складають в цілому потужний промінь в декілька кіловат [4].

Активні ФАР надійніші у зв'язку з тим, що відмова одного з модулів дещо викривлює діаграму направленості антени, що деякою мірою погіршує характеристики локатора, але в цілому він не втрачає своєї працездатності, на відміну від локаторів на пасивних ФАР [2, 15], вихід підсилювальної лампи якого повністю виводить всю систему з ладу.

Аналіз публікацій

Питання розробки АФАР досліджують такі науковці, як Іванов О.І., Корнев Г.І., Цивільов С.В., Кортнев В.П., Захаров Ю.В., Французов А.Д. Над питаннями динамічної точності систем автоматичного керування працював засновник наукової школи в області систем швидкодії систем автоматичного керування Зайцев Г.Ф., а також Гостев В.І., Попов Є.П. Основні

напрями вдосконалення систем автоматичного керування розглядаються в роботах [5, 8, 14].

У роботах [8, 12, 13] пропонуються шляхи покращення показників якості перехідних процесів систем автоматичного керування. Запропоновано синтез розімкненого зв'язку комбінованої системи та синтез диференціального зв'язку, що виконані у відповідності з умовами зменшення динамічних помилок, середньоквадратичної помилки та підвищення швидкодії системи. Результати досліджень можуть бути використані під час побудови систем керування діаграмою направленості АФАР кожен елемент (модуль), яких включає антену, фазообертач, передавач та приймач. Для приймачів АФАР справедливо дослідити залежність вимог стійкості системи автоматичного керування фазового автопідстроювання частоти та її швидкодії від коефіцієнта підсилення з урахуванням показників якості перехідних процесів відповідно до вимог синфазності антенних решіток.

Мета та завдання дослідження

Метою роботи є підвищення якості (динамічної точності та швидкодії) систем автоматичного керування (САК) діаграмою направленості АФАР.

Відповідно до поставленої мети необхідно вирішити наступні питання:

- дослідити систему автоматичного керування діаграмою направленості активної фазованої антенної решітки шляхом розрахунку амплітудно-фазових значень приймально-передавального модуля аналога [10];
- провести аналіз якісних показників САК аналога і приймально-передавального модуля запропонованої побудови.

Виклад основного матеріалу

Основним критерієм для побудови сучасних АФАР є забезпечення високого ККД ППМ АФАР у режимі передачі і одночасно забезпечення широкого діапазону керування амплітудою сигналу, що випромінюється, при збереженні керування фазою. Це досягається за допомогою додаткового фазового керування величиною вихідного сигналу ППМ. Приймально-передавальні модулі АФАР являють собою двоканальні пристрої, канал передачі і канал прийому яких з'єднані перемикачами «прийм-передача», які в свою чергу зі сторони ефіру за допомогою узгоджувальних пристроїв (УП) чи пристроїв, що замінюють їх, відповідно до кожного із N випромінювачів, що формують розкрит АФАР.

У [4, с. 19] показана схема-аналог ППМ АФАР і схеми підключення його до $1...N$ випромінювачів АФАР, а також до системи розподілення СВЧ-сигналу на кожен ППМ потужність цього сигналу в режимі передачі (випромінювання) і підсумовує прийняті з ефіру і підсилені в кожному ППМ ехо-сигнали в режимі прийому, формуючи вихідний сигнал всієї АФАР на вході вихідного пристрою.

В режимі передачі сигналу амплітуда (потужність) випромінюваного сигналу не керована, бо схема не включає елемент керування нею, наприклад, атенуатор.

Таким чином, ця схема ППМ АФАР не дозволяє керувати амплітудним розподілом АФАР в режимі випромінювання, що є суттєвим недоліком.

Цей недолік усувається шляхом застосування модуля з корекцією помилок [1], блок-схема якого представлена на рис. 1.

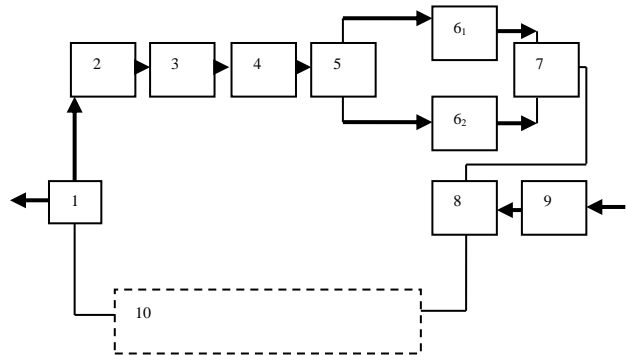


Рис. 1. Блок-схема приймально-передавального модуля активної фазованої антенної решітки з корекцією помилок (патент США № 5.093.667)

Цей пристрій включає:

- 1 – перемикач «прийм-передача» (на два положення: положення «А» – передача, положення «Б» – прийом);
- 2 – керований фазообертач;
- 3 – керований атенуатор (АТТК);
- 4 – попередній підсилювач (ПП);
- 5 – розподільвач;
- 6 – вихідний підсилювач потужності (ВП) з НВЧ-дільником на вході і НВЧ-суматором на виході (елементи 2...5 формують передавальний канал ППМ);
- 7 – суматор;
- 8 – циркулятор «прийм-передача» (Ц);
- 9 – випромінювач;
- 10 – прийомний канал ППМ.

У режимі передачі НВЧ-сигнал від розподільної системи через перемикач «прийм-передача» (положення «А») і поступає на вхід керованого фазообертача 2, де набуває необхідний фазовий зсув φ_0 , встановлений за допомогою керуючої напруги

$$U(\varphi_0) = f(x_n, y_n, \theta_0, \gamma_0), \quad (1)$$

де x_n, y_n – координати ППМ на розкритві АФАР,

θ_0, γ_0 – значення азимутального і кутомісного направлення променя АФАР.

Далі НВЧ-сигнал надходить на вхід керованого атенуатора 3, в якому керуючою напругою $U(t)$ встановлено необхідне затухання цього сигналу, і з виходу атенуатора 3 – на вхід попереднього підсилювача 4, вихідний сигнал якого ділиться за амплітудою на 2 рівні частини за допомогою дільника 5, на 2 паралельні канали, за якими сигнали поступають на входи

двотактного вихідного лінійного підсилювача потужності 6, підсилюються за рівнем потужності, а після підсумовування 7 загальний сигнал надходить на вхід циркулятора 8 і через випромінювач 9 випромінюється у простір для опромінювання об'єкта. Відбиті від об'єкта сигнали (ехо-сигнали), прийняті випромінювачем 9, через циркулятор 8 поступають на вхід прийомного каналу 10, з виходу якого через перемикач 1 (положення «Б») – на вхід розподільної системи (РС). При цьому, якщо вихідний підсилювач потужності 6 працює в режимі насичення, його коефіцієнт корисної дії (ККД) може досягати 50%, але діапазон керування амплітудою випромінюваного сигналу не перевищує 6...8 дБ при необхідних >30 дБ.

Якщо перевести вихідний підсилювач у лінійний режим для розширення діапазону керування амплітудою, то його ККД зменшиться до 23% [1, с. 12], що призведе до зменшення потужності на випромінювання сигналу, до збільшення температури нагрівання АФАР, тобто до збільшення потужності системи охолодження АФАР, збільшення маси і вартості АФАР, що є негативними факторами для їх виробництва.

Таким чином, недоліком ППМ АФАР пропонуваної побудови є недостатньо високий ККД ППМ (>40%) в режимі передачі при необхідному, широкому (~30дБ), діапазоні керування амплітудою випромінюваного сигналу.

На рис. 2 зображено блок-схему ППМ АФАР з покращеними функціями керування за амплітудою і фазою. А саме: за використання поданої схеми забезпечується високий ККД ППМ АФАР в режимі передачі і одночасно широкий діапазон керування амплітудою випромінюваного сигналу при збереженні керування фазою.

У вищеподаній схемі додатково введено відповідно перший і другий керовані фазообертачі, керування яких здійснюється відповідно сумою і різницею складових сигналів, керуючого фазою й амплітудою відповідно.

Прийомо-передавальний модуль АФАР, зображений на рис. 2, включає наступні елементи:

Елементи (блоки) 2, 3, 4, 5, 6 формують передавальний канал ППМ.

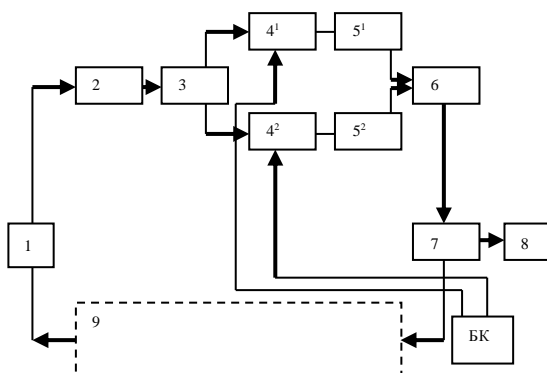


Рис. 2. Блок-схема приймально-передавального модуля активної фазованої антенної решітки з покращеними функціями керування за амплітудою і фазою (патент RU 2338306)

Елементи 3, 4, 5, 6 формують двоканальний пристрій керування амплітудою і фазою передавального каналу.

Перемикач 1 може бути виконаний з використанням рп-діодів у гібридно-інтегральній схемі (ГІС). Він має загальний контакт «вхід-вихід», підключений до розподільної системи, для розподілу НВЧ-сигналів від задаючого генератора на всі ППМ АФАР через контакт «вихід» при включенні в положення «А» – передача сигналу контакт «вхід» – положення «Б» – прийом ехо-сигналу. Крім того, перемикач 1 може бути реалізовано на польових транзисторах або у вигляді MEMS-комутаторів (мікроелектромеханічна структура) [16, с. 120].

Попередній підсилювач 2 може бути виконаний на польових транзисторах з бар'єром Шоткі (ПТШ) ГІС.

Його вихід підключено на вхід НВЧ-мостового дільника потужності 3, де виконується розподіл на дві рівні частини потужності вихідного сигналу попереднього підсилювача.

НВЧ-дільник 3 може бути виконано у вигляді мостової схеми [3, с. 109], з виходів (3₁) першого і (3₂) другого каналів якого сигнал поступає відповідно на перший 4₁ і другий 4₂ – керовані фазообертачі.

Електрично керовані фазообертачі 4₁ і 4₂ можуть бути виконані у вигляді рп-діодних перемикачів або у вигляді мікрополоскової інтегральної схеми (МІС) на польових транзисторах Шоткі. Діапазони керування – 0°...360°, дискрет установки фази – 3° [4, с. 26, 27].

Керуючий сигнал U₁ – цифровий двійковий код (0,1) у вигляді послідовності імпульсів ТТЛ – рівня (транзисторно-транзисторна логіка) – 4-х, 5-ти або 6-ти розрядних слів (в залежності від необхідної точності встановлення) – подається на керований вхід першого 4₁ фазообертача у вигляді суми

$$U_1 = U_{\varphi_0} + \Delta U_{\Delta\varphi_0},$$

де U_{φ_0} – сигнал керування фазою φ_0 НВЧ-сигналу;

$\Delta U_{\Delta\varphi_0}$ – сигнал керування амплітудою НВЧ-сигналу.

Керуючий сигнал U₂ подається на керований вхід другого фазообертача 4₂ у вигляді різниці

$$U_2 = U_{\varphi_0} - \Delta U_{\Delta\varphi_0},$$

де U_{φ_0} – сигнал керування фазою φ_0 НВЧ-сигналу (рівний коду керуючого фазою сигналу для фазообертача 4₁);

$\Delta U_{\Delta\varphi_0}$ – сигнал керування амплітудою НВЧ-сигналу, рівний коду керуючого амплітудою НВЧ-сигналу 4₁, але з протилежним знаком, тобто з протилежним значенням знакового розряду відносно $\Delta U_{\Delta\varphi_0}$ першого фазообертача.

Таким чином, керуючі сигнали U₁ і U₂ відрізняються на $2\Delta U_{\Delta\varphi_0}$, що забезпечує збільшення фази

НВЧ-сигналу в першому керованому фазообертачі 4₁ до φ_{c1^0} першого каналу

$$\varphi_{c1^0} = \varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0}, \quad (2)$$

де $\Delta\varphi_{c^0}$ – поправка фази НВЧ-сигналу за рахунок дії керуючої напруги $\Delta U_{\Delta\varphi_0}$, і зменшення фази НВЧ-сигналу до φ_{c2^0} – в другому керованому фазообертачі 4₂ другого каналу на одну і ту ж величину поправки $\Delta\varphi_{c^0}$

$$\varphi_{c2^0} = \varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0} \quad (3)$$

Складава фази 1 і 2 каналів φ_{c^0} визначає фазовий розподіл випромінюваного сигналу на розкритті АФАР, тобто положення променя у просторі, і обчислюється блоком керування як функція розташування ППМ на розкритті АФАР і направлення випромінювання НВЧ-енергії у просторі $\varphi_{c^0} = f(x_n, y_n, \theta_0, \gamma_0)$. Складава $\Delta\varphi_{c^0}$ – величина, що залежить тільки від амплітуди сигналу, необхідного для забезпечення заданого амплітудного розподілу по розкритті АФАР.

Залежність амплітуди випромінюваного сигналу від величини на вході суматора 6 буде визначена нижче.

Вихід першого керованого фазообертача 4₁ першого каналу підключено до входу підсилювача 5₁ першого каналу, а вихід другого керуючого фазообертача 4₂ другого каналу – до входу підсилювача потужності 5₂ другого каналу двотактного вихідного нелінійного підсилювача потужності 5.

Підсилювачі потужності 5₁ і 5₂ можуть бути виконані у вигляді МІС.

Виходи підсилювачів 5₁ і 5₂ підключені відповідно до першого 6₁ і другого 6₂ входів суматора потужності (ПС) 6.

Вихід ПС 6 підключено до контакту «вхід» циркулятору «прийм-передача» 7, контакт «вхід-вихід» якого з'єднано з випромінювачем 8, а контакт «вихід» – із входом прийомного каналу ППМ – 9, вихід якого підключено до контакту «вхід» перемикача 1 «прийм-передача». В положенні «Б» перемикача 1 через контакт «вхід-вихід» вихід прийомного каналу підключено до розподільної системи.

Керування першим 4₁ і другим 4₂ фазообертачами здійснюється цифровими кодовими сигналами U_1 і U_2 від блока керування.

Приймально-передавальний модуль АФАР працює наступним чином.

У режимі передачі сигнал із виходу розподільної системи надходить на контакт «вхід-вихід» перемикача «прийм-передача» 1 і через нього (положення «А») – на вихід попереднього підсилювача потужності 2, де підсилюється і з його виходу поступає на вхід дільника 3, де потужність НВЧ-сигналу ділиться на 2 рівні частини, кожна із яких із виходів 3₁ і 3₂ надходить на входи відповідно першого 4₁ і другого 4₂ керованих

фазообертачів, на виходах яких встановлюються фази сигналів φ_{c1^0} і φ_{c2^0} у відповідності із цифровими сигналами керування U_1 і U_2 , структура яких може бути представлена у вигляді 6-розрядного слова 110111, де перша одиниця – знак +, якщо перший нуль – знак мінус. Решта елементів двійкового коду показує одне із 64 можливих значень фази, встановлених даним кодом у фазообертачі, мінімальна величина якої відповідає ціні молодшого розряду. Керуючі сигнали виробляються за допомогою драйверів (програмно).

Взаємозалежність сигналу керування і величини зміни фази НВЧ-сигналу

$$U_{\varphi_0} = f(\varphi_{c^0})$$

$$\Delta U_{\Delta\varphi_0} = f(\Delta\varphi_0)$$

запропонована у [5, с. 250].

Оскільки фаза НВЧ-сигналу першого каналу встановлюється рівною φ_{c1^0} , то в комплексній показниковій формі цей сигнал на вході першого нелінійного підсилювача 5₁ буде мати вигляд

$$\dot{U}_{c1} = U_{ex1} \cdot e^{-j\varphi_{c1^0}}$$

де U_{ex1} – амплітуда вхідного НВЧ-сигналу 1-го каналу.

Аналогічно на вході другого нелінійного підсилювача 5₂ НВЧ-сигнал в комплексному вигляді

$$\dot{U}_{c2} = U_{ex2} \cdot e^{-j\varphi_{c2^0}}$$

де U_{ex2} – амплітуда вхідного НВЧ-сигналу 2-го каналу.

Враховуючи, що НВЧ-підсилювачі, у нелінійному режимі класу В або С, мають ККД > 40% [6, с. 190] і достатньо широкосмугові, фаза вихідного сигналу першого нелінійного підсилювача 5₁ буде мати вигляд (2). Фаза вихідного сигналу другого нелінійного підсилювача 5₂ буде мати вигляд (3). Враховуючи, що коефіцієнти передачі за потужністю підсилювачів 5₁ і 5₂ рівні $K_1 = K_2 = k$, отримаємо на першому вході 6₁ суматора 6 комплексний вхідний сигнал у вигляді

$$\dot{U}_{ex61} = k \cdot U_{ex} \cdot e^{-j(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0})}$$

А на другому вході 6₂ – комплексний вхідний сигнал у вигляді

$$\dot{U}_{ex62} = k \cdot U_{ex} \cdot e^{-j(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})}$$

Додавання сигналів на виході суматора 6 визначить вихідний (сумарний) сигнал передавального каналу \dot{U}_{Σ} :

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\Sigma} &= \dot{U}_{ex61} + \dot{U}_{ex62} = \\ &= k \cdot U_{ex} \cdot e^{-j(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0})} + \\ &+ k \cdot U_{ex} \cdot e^{-j(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})} = \\ &= k U_{ex} \left[e^{-j(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0})} + e^{-j(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})} \right], \end{aligned} \quad (4)$$

У відповідності з формулою Ейлера:

$$\begin{aligned} & \left[e^{-j(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0})} + e^{-j(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})} \right] = \\ & = \cos(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0}) - j \cdot \sin(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0}) + \\ & + \cos(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0}) - j \cdot \sin(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0}) = \\ & = [\cos(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0}) + \cos(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})] - \\ & - j[\sin(\varphi_{c^0} + \Delta\varphi_{c^0}) + \sin(\varphi_{c^0} - \Delta\varphi_{c^0})] = \\ & = 2 \cos \Delta\varphi_{c^0} \cdot e^{-j\varphi_{c^0}}. \end{aligned}$$

Підставивши отриманий результат у формулу (4), маємо

$$\dot{U}_{\Sigma} = \dot{U}_{\alpha 61} + \dot{U}_{\alpha 62} = 2kU_{\alpha x} \cos \Delta\varphi_{c^0} \cdot e^{-j\varphi_{c^0}} \quad (5)$$

Із формули (5) видно, що амплітуда вихідного сигналу суматора δ – це модуль керуючого комплексного сигналу передавального каналу

$$\dot{U}_{\Sigma_{рег}} = 2kU_{\alpha x} \cos \Delta\varphi_{c^0} \quad (6)$$

Фаза вихідного сигналу суматора δ передавального каналу визначається необхідним базовим розподілом по розкриву АФАР.

Амплітуда вихідного сигналу у відповідності із формулою (3) змінюється в залежності від величини поправки фази НВЧ-сигналу, на яку у фазообертачі 4_1 фаза НВЧ-сигналу збільшується, а у фазообертачі 4_2 зменшується на одну і ту ж величину $\Delta\varphi_{c^0}$.

Для реалізації заданого амплітудного розподілу необхідно амплітуду вихідного сигналу суматора ППМ $\dot{U}_{\Sigma_{рег}}$ зменшити в „ n ” разів, то, виходячи із величини „ n ” необхідно визначити величину відповідної фазової поправки φ_{c^0} .

Ці величини пов'язані наступним чином із (5) та (6):

$$n = \frac{\dot{U}_{\Sigma_{\max}}}{\dot{U}_{\Sigma_{рег}}} = \frac{2k \cdot U_{\alpha x}}{2kU_{\alpha x} \cos \Delta\varphi_{c^0}}, \quad (7)$$

$\dot{U}_{\Sigma_{\max}} = 2k \cdot U_{\alpha x}$ – максимальний рівень амплітуди сигналу на виході суматора δ ;

$\dot{U}_{\Sigma_{рег}}$ – необхідний рівень амплітуди сигналу на виході суматора δ . Тобто фазова поправка із (7) визначається наступним чином

$$\Delta\varphi_{c^0} = \arccos \frac{1}{n}$$

Це означає, що якщо необхідно зменшити амплітуду НВЧ-сигналу на вході суматора δ (на виході ППМ), наприклад, у два рази ($n=2$), то фазова поправка повинна складати 60° .

У режимі прийому відбитий від об'єкта сигнал приймається випромінювачем 8 і через циркулятор 7

поступає на вхід прийомного каналу ППМ 9 , де підсилюється в МШП, коректується за фазою й амплітудою керованими фазообертачем $\Phi_{пр}^\circ$ і атенуатором „АТТ” і через перемикач 1 (в положенні „Б”) надходить на вхід розподільної системи РС.

Дослідження показників якості системи автоматичного керування ППМ АФАР

Розглянутий вище розгорнутий аналіз варіанта побудови приймально-передавального модуля активної фазованої антенної решітки дозволяє усвідомити фізичні процеси та прослідкувати проходження сигналів по прийомному і передавальному каналах ППМ АФАР.

Але слід підкреслити, що, проводячи розрахунок амплітудних і фазових значень, варто приділити увагу розрахунку показників якості системи. Вищерозглянутий ППМ апроксимовано можна представити як систему автоматичного керування із зворотним зв'язком, для якої справедливе протиріччя між умовами мінімізації середньоквадратичних помилок (СКП) і квадратичної інтегральної оцінки системи під час вибору коефіцієнта підсилення для вихідного підсилювача потужності 5^1 та 5^2 .

В роботах [8, 12, 13] пропонуються шляхи покращення показників якості перехідних процесів систем автоматичного керування. Запропоновано синтез розімкнутого зв'язку комбінованої системи та синтез диференціального зв'язку, що виконані у відповідності з умовами зменшення динамічних помилок, середньоквадратичної помилки та підвищення швидкодії системи. Результати досліджень можуть бути використані під час побудови систем керування діаграмою направленості АФАР, кожен елемент (модуль) яких включає антену, фазообертач, передавач та приймач. Для приймачів АФАР справедливо дослідити залежність вимог стійкості системи автоматичного керування (САК) фазового автопідстроювання частоти та швидкодії від коефіцієнта підсилення з урахуванням показників якості перехідних процесів у відповідності з вимогами синфазності антенних решіток.

Метою роботи є аналіз якісних показників САК аналога і приймально-передавального модуля пропонованої побудови.

Вихідні дані приймемо $k_1 = 2$; $k_2 = 6$; $T_1 = 0.003$ с; $T_2 = 0.009$ с (в ході дослідження k_1 змінюється);

Передавальна функція системи в розімкненому стані

$$K_p(p) = K_1(p)K_2(p) = \frac{k_p}{(T_1 p + 1)(T_2 p + 1)p} = \frac{D(p)}{F(p)}. \quad (8)$$

Виходячи з вимоги стійкості системи, визначаємо первинне значення k_p . Нехай потрібно забезпечити запас стійкості системи за фазою $\gamma = 80^\circ$. Користуючись логарифмічно-частотним критерієм стійкості, визначимо значення k_p , при якому $\gamma = 80^\circ$.

Згідно з (1) комплексна передавальна функція системи в розімкненому стані

$$K_p(j\omega) = N(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (9)$$

Як відомо, найбільш простим методом зменшення сталих динамічних помилок САК є підвищення коефіцієнта підсилення системи в розімкненому стані k_p . Оскільки СКП є помилкою, усередненою за нескінченно великий проміжок часу й її можна віднести до класу сталих помилок, то природно припустити, що підвищення k_p дозволить зменшити і СКП.

Справедливість цього висновку підтверджується також порівнянням частотного спектра випадкової задаючої дії і частотної характеристики системи. Випадковий вхідний сигнал, як правило, має широкий частотний спектр, тому чим ширше смугу пропускання матиме система, тим краще відтворюватиметься системою випадкова задаюча дія. Підвищення k_p веде до збільшення частоти зрізу ω_c системи, тобто сприяє зменшенню СКП.

Отже, збільшилася і смуга пропускання системи.

Переконаємося в тому, що із збільшенням k_p зменшується СКП \mathcal{E} системи шляхом аналітичних розрахунків. Для цього визначимо середнє значення квадрату помилки із виразу [12]:

$$\begin{aligned} \bar{\theta}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\theta}(\omega) d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{(T_1 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)}{(T_1 j\omega + 1)(T_2 j\omega + 1)j\omega + k_p} \right|^2 \frac{2\beta\Omega^2}{\omega^2 + \beta^2} d\omega, \end{aligned}$$

де $S_{\theta}(\omega)$ – спектральна щільність помилки системи;

$\bar{\Omega}^2$ – середнє значення квадрата швидкості;

$1/\beta$ – середня тривалість проміжків часу,

впродовж яких швидкість залишається постійною.

Зведемо даний інтеграл до табличного

$$I_n = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{G(\omega)}{|H(j\omega)|^2} d\omega,$$

де $H(j\omega) = c_0(j\omega)^n + c_1(j\omega)^{n-1} + \dots + c_n$;

$$G(\omega) = d_0(j\omega)^{2n-2} + d_1(j\omega)^{2n-4} + \dots + d_n,$$

Значення табличного інтегралу у відповідності із [3]:

$$I_4 = \frac{d_0(-c_2c_3 + c_1c_4) + c_0d_1c_3 - c_0c_1d_2 + \frac{c_0d_3}{c_4}(c_1c_2 - c_0c_3)}{2c_0(c_1c_2c_3 - c_0c_3^2 - c_4c_1^2)},$$

де $c_0 = b_0 = T_1T_2 = 2.7 \cdot 10^{-5}$

$c_1 = b_1 + b_0\beta = T_1 + T_2 + T_1T_2\beta = 0.012 + 2.7 \cdot 10^{-5} \cdot 0.1 = 0.012027$

$c_2 = b_2 + b_1\beta = 1 + (T_1 + T_2) \cdot 0.1 = 1 + 0.012 \cdot 0.1 = 1.0012$

$$c_3 = b_3 + b_2\beta = K_p + 1 \cdot 0.1 = 12 + 0.1 = 12.1$$

$$c_4 = b_3\beta = 12 \cdot 0.1 = 1.2$$

$$d_0 = 0 \text{ (т.к. } d_0(j\omega)^{2n-2} = d_0(j\omega)^6 = 0);$$

$$d_1 = a_0^2 = (T_1T_2)^2 = 7.29 \cdot 10^{-10};$$

$$d_2 = a_1^2 - 2a_0a_2 = (T_1 + T_2)^2 - 2 \cdot 1 \cdot T_1 \cdot T_2 = 0.012^2 - 2 \cdot 1 \cdot 2.7 \cdot 10^{-5} = 9 \cdot 10^{-5};$$

$$d_3 = a_2^2 = 1.$$

Середньоквадратичну помилку обчислюємо за формулою

$$\varepsilon = \sqrt{\bar{\theta}^2}.$$

Результати розрахункових значень $I_4, \bar{\theta}^2, \varepsilon$ при різних значеннях коефіцієнта підсилення k_p зведено до таблиці.

Таблиця

k_p	I_4	$\bar{\theta}^2$	ε	I_{II}
1	2	3	4	5
2	1.192	4.291	2.71	0.256
3	0.538	1.938	1.392	0.173
6	0.137	0.492	0.701	0.089
9	0.061	0.22	0.469	0.062
12	0.034	0.124	0.352	0.048
60	$1.389 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	0.071	0.015
100	$5.009 \cdot 10^{-4}$	$1.823 \cdot 10^{-3}$	0.043	0.013
134	$2.793 \cdot 10^{-4}$	$1.005 \cdot 10^{-3}$	0.032	0.012
200	$1.257 \cdot 10^{-4}$	$4.524 \cdot 10^{-4}$	0.021	0.013
300	$5.63 \cdot 10^{-5}$	$2.027 \cdot 10^{-4}$	0.014	0.02
420	$3.146 \cdot 10^{-5}$	$1.132 \cdot 10^{-4}$	0.011	0.11
438	$3.739 \cdot 10^{-5}$	$1.346 \cdot 10^{-4}$	0.012	0.415
440	$4.218 \cdot 10^{-5}$	$1.519 \cdot 10^{-4}$	0.012	0.601
444	$1.875 \cdot 10^{-4}$	$6.751 \cdot 10^{-4}$	0.026	6.001

Висновки

У статті проаналізовано систему автоматичного керування діаграмою направленості активної фазованої антенної решітки шляхом розрахунку амплітудно-фазових значень приймально-передавального модуля аналога.

Розраховано якісні показники САК аналога і приймально-передавального модуля пропонованої побудови.

У результаті встановлено:

За використанням досліджуваного аналогу ППМ [10] можливо забезпечити одночасно високий ККД передавального каналу ППМ АФАР і широкий діапазон керування амплітудою, що випромінюється сигналом при збереженні керування фазою сигналу в заданому діапазоні. Задана ідентичність амплітуди і фази вихідних сигналів ППМ підвищує коефіцієнт направленої дії АФАР.

Необхідний амплітудно-фазовий розподіл на розкриві АФАР в режимі передачі сигналу, що дозволяє керувати рівнем бокових пелюстків (РБП) діаграми направленості АФАР в режимі передачі.

Аналіз показників якості системи автоматичного керування ППМ АФАР прототипу показав, що отриманий ККД можливо збільшити на 5-10% у випадку використання методу оцінки та мінімізації середньоквадратичних помилок і квадратичної інтегральної оцінки системи шляхом компромісного вибору коефіцієнтів підсилення для кожного елемента (ППМ АФАР).

Досягнення цього технічного результату дозволить забезпечити в режимі передачі:

- максимальну потужність випромінювання;
- максимальний КНД АФАР;
- необхідний РБП ДН АФАР на передачу.

Напрямом подальших досліджень вважаю удосконалення схемних рішень ППМ АФАР з урахуванням методів оцінки та мінімізації середньоквадратичних помилок і квадратичної інтегральної оцінки, шляхом моделювання у програмному середовищі.

Список літератури

1. Андриякос К. Патент США № 5.093.667 / К. Андриякос. – 03.05. – С. 12.
2. Арсеньев Г.Н. Информационно-измерительные и управляющие системы радиоэлектронных средств / Г.Н. Арсеньев, В.Л. Булгач, В.Ф. Олейник. – К.: ООО.В.Н., 2002. – 405 с.
3. Благоевченко М.В. Радиопередающие устройства / М.В. Благоевченко. – М.: Радио и связь, 1982. – 109 с.
4. Воскресенский Д.И. Активные фазированные антенные решетки / Д.И. Воскресенский. – М.: Радиотехника, 2004. – С. 24-31.
5. Вендик О.Г. Антенны с электрическим сканированием / О.Г. Вендик. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – С. 48-56.
6. Гостюхин В.Л. Активные ФАР / В.Л. Гостюхин. – М.: Радио и связь, 1993. – 190 с.
7. Воскресенский Д.И. Антенны и устройства СВЧ / Д.И. Воскресенский. – М.: Сов. радио, 1981. – С. 164-166.
8. Зайцев Г.Ф. Противоречие между условиями минимизации СКО и квадратичной интегральной оценки в следящих системах с принципом управления по отклонению / Г.Ф. Зайцев, Г.Д. Радзивилов // Проблемы управления и информатики. – 2004. – № 1. – С. 48-59.
9. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления / Г.Ф. Зайцев, В.К. Стеклов, О.Е. Брицкий. – К.: Техніка, 2002. – 688 с.
10. Кортнев В.П. Патент РФ № RU2338306667 / В.П. Кортнев. – 2000.
11. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл; [пер. с англ. К.М. Болотов]. – М.: Мир, 1990. – С. 48-56.
12. Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратичных интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей / [Г.Ф. Зайцев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач, Г.Д. Радзивилов]. – К.: ГУИКТ, 2006. – 185 с.
13. Повышение показателей качества корреляционных систем / [Г.Ф. Зайцев, В.Л. Булгач, Н.В. Градобоева, А.В. Сайко]. – К.: ДУИКТ, 2011. – С. 226-231. – (Мат. VIII Наук. конф.: “Сучасні тенденції розвитку технологій в комунікаціях та освіті”).
14. Радиоавтоматика / [Г.Ф. Зайцев, Г.Н. Арсеньев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач]. – К.: ООО „Д.В.К.”, 2004. – 504 с.
15. Brown A. Performance and Jamming Test Results of a Digital Beamforming GPS Receiver [Електронний ресурс] // NAVSYS Corporation. Joint Services Data Exchange. – 2002. – С.12. – Режим доступу: www.navsys.com.
16. IEEE MTT – S. International Microwave Sdmposkim. Digest. vol.1 // Коммутационные устройства СВЧ на дианазонах. – 2000. – С. 165-168.

Рецензент: к.т.н., с.н.с. А.М. Купріненко, докторант ЦНДІ ОБТ, м. Київ.

АНАЛИЗ КАЧЕСТВЕННЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ДИАГРАММОЙ НАПРАВЛЕННОСТИ АКТИВНЫХ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Р.А. Беляков

В статье представлены результаты анализа систем автоматического управления диаграммой направленности активных фазированных антенных решеток. Обоснована целесообразность построения модулей активных фазированных антенных решеток с учетом условий минимизации среднеквадратических ошибок системы управления диаграммой направленности. Автор подчеркивает актуальность применения предложенного метода оценки показателей качества системы управления диаграммой направленности.

Ключевые слова: активная фазированная антенная решетка, среднеквадратическая ошибка.

QUALITY ANALYSIS OF AUTOMATIC CONTROL ACTIVE PHASE CHART ORIENTATION ANTENNA ARRAYS

R. Belyakov

The paper presents an analysis of automatic control diagram direction active phased antenna arrays. The expediency of building modules active phased antenna arrays based on minimizing the mean square error conditions control system diagram direction. The author stresses the relevance of applying the proposed method to estimate the extent of quality control system diagram direction.

Key words: active phased antenna array, the mean error.