

## СУПЕРЕЧНІСТЬ МІЖ УМОВАМИ МІНІМІЗАЦІЇ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОЇ ПОМИЛКИ І КВАДРАТИЧНОЇ ІНТЕГРАЛЬНОЇ ОЦІНКИ В СИСТЕМАХ З ПРИНЦИПОМ УПРАВЛІННЯ ПО ВІДХИЛЕННЮ МОДУЛЯ АКТИВНОЇ ФАЗОВАНОЇ РЕШІТКИ

В статті досліджується суперечність між умовами мінімізації середньоквадратичної помилки і квадратичної інтегральної оцінки в системах з принципом управління по відхиленню модуля активної фазової решітки.

**Ключові слова:** радіоелектронна система, фазова антенна решітка, антенно-фідерні пристрої, діаграма направленості.

Відомо, що показники якості радіоелектронних систем в значній мірі залежать від властивостей конструктивно-електричних параметрів антенно-фідерних пристроїв. Останнім часом набуває все більшої актуальності використання в перспективних радіотехнічних комплексах різного призначення (повітряні сили ПС, військово морські сили ВМС) складних систем фазованих антенних решіток (ФАР) та активних фазованих антенних решіток (АФАР), формуючих задану діаграму направленості при швидкому скануванні одночасно в широкому спектрі частот.

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[1].

Активні ФАР більш надійніші у зв'язку із тим, що відмова одного з модулів дещо викривлює діаграму направленості антени, що в деякій мірі погіршує характеристики локатора, але в цілому він не втрачає своєї працездатності, чого не скажеш про локатори на пасивних ФАР, вихід підсилювальної лампи якого повністю виводить всю систему з ладу.

В активних ФАР кожен елемент (модуль) включає антену, фазообертач, передатчик та приймач. Для приймачів АФАР справедливо дослідити залежність вимог стійкості системи автоматичного регулювання фазової автопідстройки частоти та її швидкодії від коефіцієнту підсилення з урахуванням показників якості перехідних процесів у відповідності до вимог синфазності антенних решіток.

Розглянемо принципи побудови АФАР на прикладі слідкуючої системи, структурна схема якої зображена на рис. 1, де

$$K_1(p) = \frac{k_1}{T_1 p + 1} = \frac{D_1(p)}{F_1(p)}; K_2(p) = \frac{k_2}{(T_2 p + 1)p} = \frac{D_2(p)}{F_2(p)}; \quad (1)$$

$$k_1 = 2; k_2 = 6; T_1 = 0,003 \text{ с}; T_2 = 0,009 \text{ с}$$

(в ході дослідження  $k_1$  змінюється);

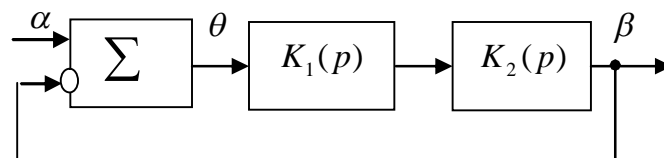


Рис.1. Структурна схема слідкуючої системи з принципом управління по відхиленню

Передавальна функція системи в розімкненому стані

$$K_p(p) = K_1(p)K_2(p) = \frac{k_p}{(T_1p+1)(T_2p+1)p} = \frac{D(p)}{F(p)}, \quad (2)$$

де  $k_p = k_1k_2$  - коефіцієнт посилення системи в розімкненому стані.

Виходячи з вимоги стійкості системи визначаємо первинне значення  $k_p$ . Хай, наприклад, потрібно забезпечити запас стійкості системи по фазі  $\gamma = 80^\circ$ . Користуючись логарифмічним частотним критерієм стійкості, визначимо значення  $k_p$ , при якому  $\gamma = 80^\circ$ .

Згідно (2) комплексна передавальна функція системи в розімкненому стані

$$K_p(j\omega) = \frac{k_p}{(T_1j\omega+1)(T_2j\omega+1)j\omega} = N(\omega)e^{j\psi(\omega)}. \quad (3)$$

Відповідно до (3) вираз для фазочастотної характеристики системи

$$\psi(\omega) = -90^\circ - \arctg(\omega T_1) - \arctg(\omega T_2) = -90^\circ - \arctg(\omega \cdot 0,003) - \arctg(\omega \cdot 0,009).$$

Логарифмічна фазочастотна характеристика (ЛФЧХ) зображена на рис. 2.

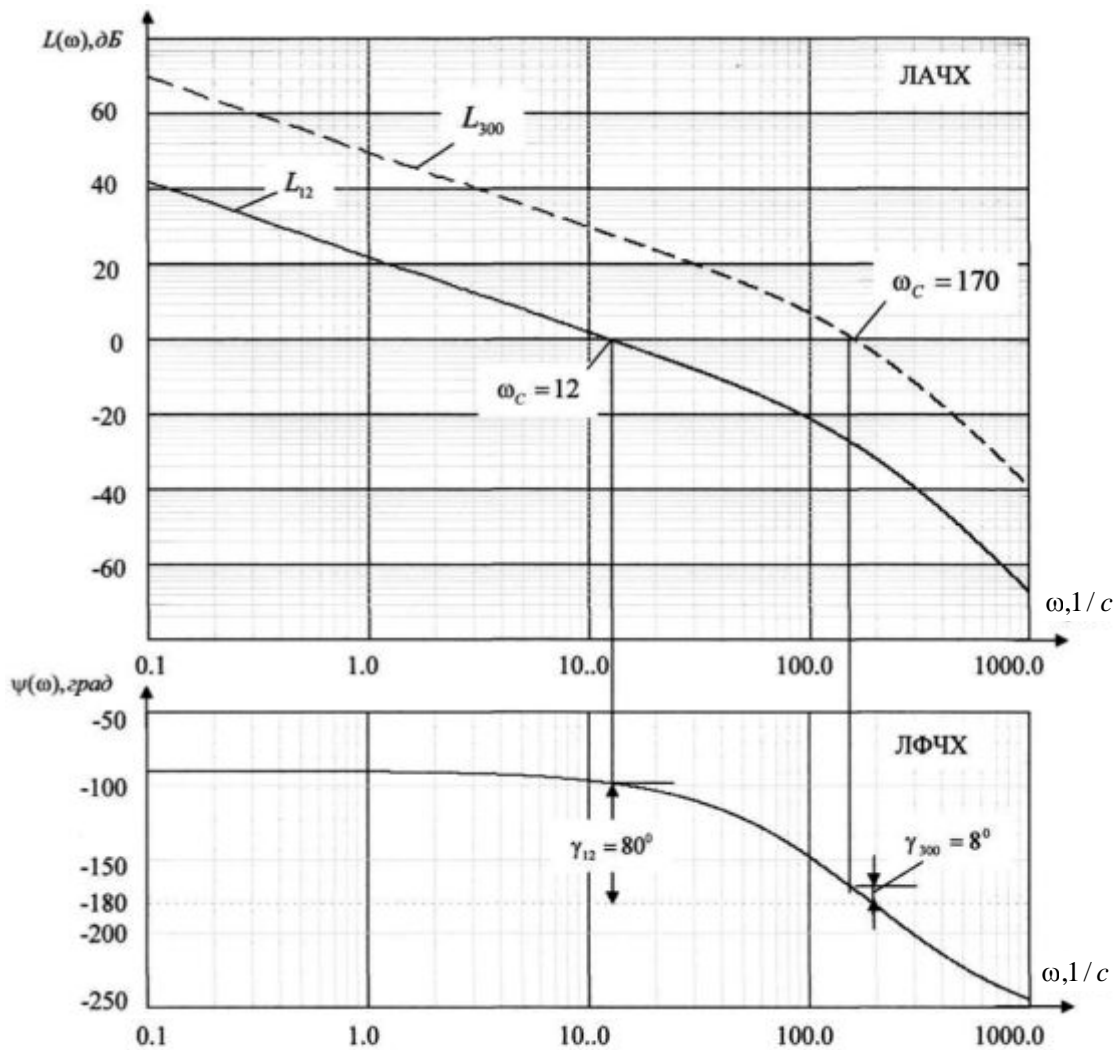


Рис. 2. Логарифмічні амплітудно-частотна (ЛАЧХ) і фазочастотна (ЛФЧХ) характеристики розімкненої системи

Середньоквадратична помилка (СКП) системи  $\varepsilon = \sqrt{\theta^2} = \sqrt{0,124} = 0,352$ рад.

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

Справедливість цього виводу підтверджується також порівнянням частотного спектру випадкової дії, яка задається, і частотної характеристики системи. Випадковий вхідний сигнал, як правило, має широкий частотний спектр і тому, чим ширше смугу пропускання матиме система, тим краще відтворюватиметься системою випадкова дія, яка задається. Підвищення  $k_p$  веде до збільшення частоти зрізу  $\omega_c$  (розширенню смуги частот) системи, тобто сприяє зменшенню СКП.

На рис. 2 кривою  $L_{300}$  зображена ЛАЧХ системи при  $k_p = 300$ . Як видно з малюнка, частота зрізу  $\omega_c$  збільшується в порівнянні з випадком, коли,  $k_p = 12$  від 12 до 190. Отже, збільшилася і смуга пропускання системи.

Переконаємося в тому, що із збільшенням  $k_p$  зменшується СКП  $\varepsilon$  системи шляхом аналітичних розрахунків. Для цього визначимо  $I_4, \bar{\theta}^2, \varepsilon$  при різних значеннях  $k_p$ . При розрахунках слід зважати, що згідно із зміною  $k_p$  змінюються лише два коефіцієнти:

$$c_3 = b_3 + b_2\beta = k_p + 1 \cdot 0,1;$$

$$c_4 = b_3\beta = k_p \cdot 0,1.$$

Результати розрахунків  $\bar{\theta}^2$  і  $\varepsilon$  при різних  $k_p$  зведені в табл. 1.

Результати розрахунків  $\bar{\theta}^2$  і  $\varepsilon$  при різних  $k_p$

Таблиця 1.

$k_p$	$I_4$	$\bar{\theta}^2$	$\varepsilon$	$I_{II}$
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

Графік залежності  $\varepsilon = f(k_p)$ , побудований на підставі розрахунків за допомогою пакету *MathCAD* в логарифмічних масштабах по осі ординат і осі абсцис, зображений на рис. 3, а. Для точнішого уявлення про характер залежності в області великих  $k_p$  графік  $\varepsilon = f(k_p)$  на

рис. 3, б зображений в логарифмічному масштабі по осі ординат і в лінійному по осі абсцис. Згідно графіку  $\varepsilon = f(k_p)$ , як і передбачалося, СКП зменшується із збільшенням  $k_p$ .

Згідно графіку  $I_{II} = f(k_p)$  (рис. 3), на ділянці I зміни  $k_p$  від  $k_p = 1$  до  $k_p = k_{\text{ропнти}} = 134$  квадратична інтегральна оцінка  $I_{II}$  зменшується, а потім при подальшому збільшенні  $k_p$  (ділянка II)  $I_{II}$  зростає. Такий характер зміни  $I_{II}$  узгоджується з приведеними на рис. 3. б кривими перехідних процесів при різних значеннях  $k_p$ .

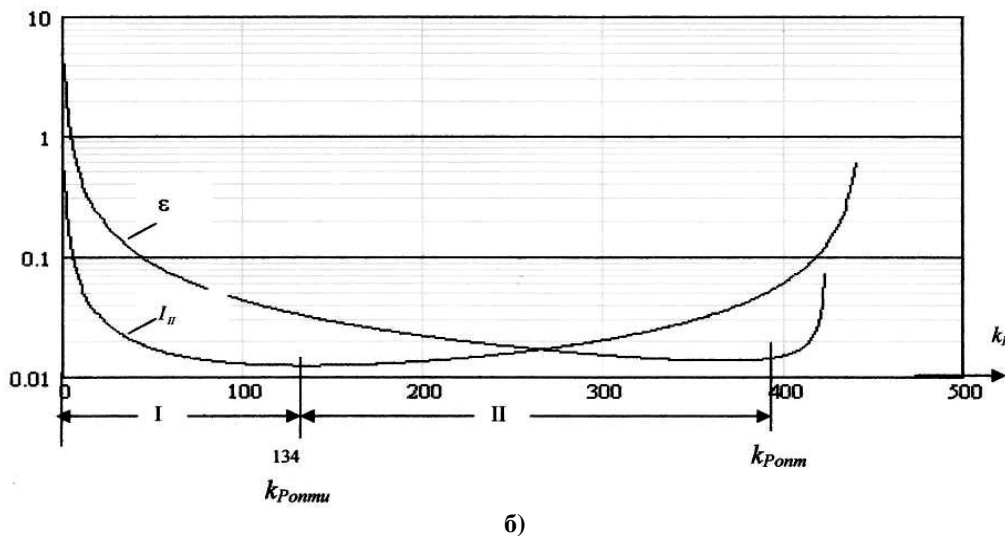
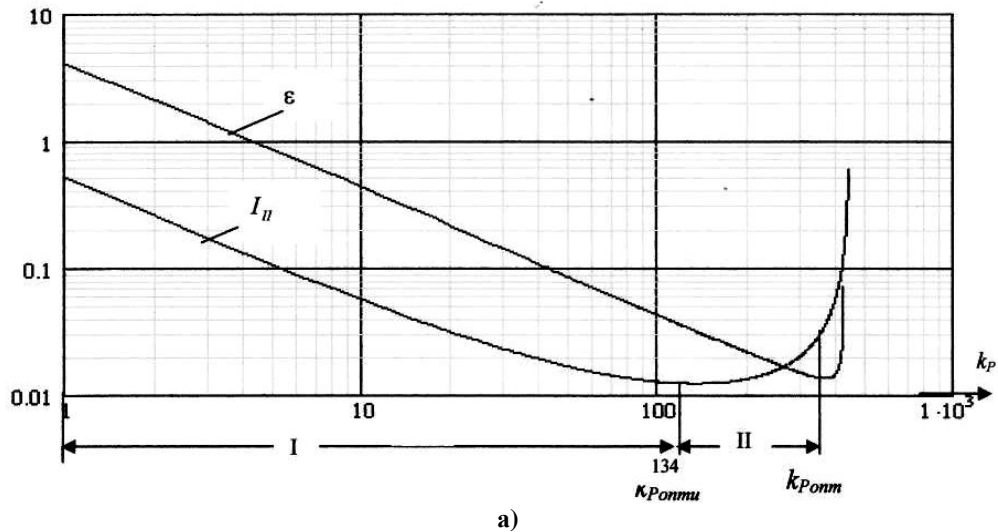


Рис. 3. Графіки залежності  $\varepsilon = f(k_p)$  і  $I_{II} = f(k_p)$  системи з принципом управління по відхиленню (рис. 3): а - в логарифмічному масштабі по осі абсцис і ординат; б - в логарифмічному масштабі по осі ординат і лінійному - по осі абсцис

Ми бачимо, що на відрізьку I зміни  $k_p$  (рис. 3) приводить до зменшення не тільки  $I_{II}$ , але також і СКП  $\varepsilon$ , тобто, для зменшення як  $\varepsilon$ , так і  $I_{II}$  необхідно виконати одну умову - необхідно збільшувати  $k_p$ . На інтервалі підвищення  $k_p$  до оптимального значення  $k_{\text{ропнти}}$  немає протиріччя між умовами підвищення  $\varepsilon$  і  $I_{II}$ . Проте при подальшому збільшенні  $k_p$  от  $k_{\text{ропнти}}$  до  $k_{\text{ропнт}}$  (гілка II)  $\varepsilon$  продовжує зменшуватися, а  $I_{II}$  починає зростати - показники якості перехідного процесу погіршуються (рис. 3), де при  $k_p > k_{\text{ропнти}}$  виникає суперечність між умовами мінімізації СКП і квадратичної інтегральної оцінки перехідних процесів.

Мінімум СКП досягається при  $k_{\text{ponm}} = 421,28$  вельми близькому до межі стійкості, коли в системі виникають поволі затухаючі коливання. Оскільки такі коливання небажані, то при виборі  $k_p$  необхідно приймати компромісне рішення, при якому окрім вимог до мінімізації СКП необхідно враховувати вимогу до показників якості перехідних процесів (квадратичній інтегральній оцінці). Очевидно, таке значення  $k_p$  знаходиться між значеннями  $k_{\text{ponm}}$  і  $k_{\text{ponmi}}$ , відповідними мінімуму СКП і мінімуму квадратичної інтегральної оцінки, тобто на ділянці II (рис. 3).

**Проведений аналіз дозволяє зробити наступні висновки:**

1. На відміну від розімкнених систем особливістю автоматичних систем з принципом управління по відхиленню (систем з негативним зворотним зв'язком) є те, що їм властива суперечність між умовами мінімізації СКП і квадратичної інтегральної оцінки перехідних процесів.

2. Мінімальне значення СКП в цих системах досягається практично на межі стійкості, коли виникають поволі затухаючі коливання. Тому при виборі  $k_p$  слід ухвалювати компромісне рішення.

3. При компромісному виборі  $k_p$ , можна рекомендувати його значення, що знаходиться між  $k_{\text{ponm}}$  і  $k_{\text{ponmi}}$ , відповідними мінімальним значенням СКП і квадратичної інтегральної оцінки. Причому, якщо пред'являються жорсткіші вимоги до показників якості перехідного процесу, то слід вибирати значення ближче до  $k_{\text{ponmi}}$ , якщо ж більш важливо забезпечити вимоги, що пред'являються до СКП, то вони можуть бути задоволені при виборі  $k_p$ , ближчому до  $k_{\text{ponm}}$ .

4. Вказана суперечність обмежує можливості мінімізації СКП в класі систем з принципом управління по відхиленню.

Включення в систему різних традиційних пристроїв, що коректують, хоча і дозволяють додатково зменшити СКП (як динамічні сталі помилки) не знімають вказаної вище суперечності, що є перешкодою на шляху рішення задачі мінімізації СКП в цьому класі систем.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Воскресенский Д.И. Активные фазированные антенные решетки / Д.И. Воскресенский. - М.: Радиотехника, 2004. - С. 24-31.
2. Минимизация среднеквадратических ошибок и квадратичных интегральных оценок следящих систем с помощью разомкнутых и дифференциальных связей: монография / Г.Ф. Зайцев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач, Г.Д. Радзивилов. - К.: ДУИКТ 2007. - 185 с.
3. 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, Н.В. Градобоева // Проблемы управления и информатики. – 2004. - № 1. - С. 48 - 59.
4. Арсеньев Г.Н. Информационно-измерительные и управляющие системы радиоэлектронных средств / Г.Н. Арсеньев, В.Л. Булгач, В.Ф. Олейник. - К.: Изд-во ООО.В.Н., 2002. - 405 с.
5. Оптические дисковые системы = Principles of Optical Disc Systems / Боухьюз Г., Браат Дж., Хейсер А. [и др.]. - М.: Радио и связь, 1991. - 280 с.
6. Оптические диски: история, состояние, перспективы развития: монография / В.В. Петров, А.А. Крючин, С.М. Шанойло [и др.]. - К.: Наук. думка, 2004. - 176 с.
7. Зайцев Г.Ф. Теория автоматического управления. / В.К. Стеклов, О.Е. Брицкий; под ред. проф. Зайцева Г.Ф. – К.: Техніка, 2002. - 688 с.
8. Радиоавтоматика. Т.1. / Г.Ф. Зайцев, Г.Н. Арсеньев, В.Г. Кривуца, В.Л. Булгач. - К.: ООО“Д.В.К.”, 2004. - 504 с.

Надійшла: 21.12.2012

Рецензент: д.т.н., проф. Баранов Г.М.