

ну шумову смугу системи і дисперсію фазової помилки стеження. Оцінка шумових характеристик синтезатору частот, побудованого на основі розробленої системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації, проводиться в порівнянні з шумовими характеристиками синтезатору частот військового призначення, основою якого є звичайна одноколова система ФАП.

Аналіз фільтруючих здібностей по відношенню до зовнішніх і внутрішніх перешкод.

Перешкоди у вхідному сигналі (сигналі синтезатора дрібної сітки) проявляються у флуктуаціях його фази і амплітуди. Ці перешкоди є зовнішніми по відношенню до системи ФАП.

З іншого боку, генератор керованої напруги (ГКН) завжди володіє деякою нестабільністю частоти (нестабільністю амплітуди звичайно можливо знехтувати). Флуктуації частоти ГКН, очевидно, можливо розглядати як результат впливу внутрішніх перешкод.

При функціонуванні системи необхідно оптимально використовувати низький рівень шумів коливань опорної частоти і коливань ГКН. У цьому випадку необхідно вибирати параметри системи так, щоб забезпечити задану смугу пропускання. Внаслідок чого виникає завдання з'ясувати, як впливає введення в систему ФАП додаткового каналу фазової компенсації (додаткового кола зворотного зв'язку за фазою з інверсним включенням фазового модулятора) на фільтрацію одночасно діючих як зовнішніх, так і внутрішніх перешкод.

Дослідження частотних характеристик проведемо при припущенні, що проява перешкод у вхідному сигналі і сигналі ГКН системи ФАП призводить до випадкових змін початкової фази цих сигналів. Таке припущення відповідає реальним умовам роботи системи ФАП [6].

Структурне перетворення блоків системи, що знаходяться між вузлами, об'єднаних у вигляді кіл, для визначення передаточних функцій системи відносно варіації фази вхідного сигналу і сигналу ГКН, наведене на рис. 2.

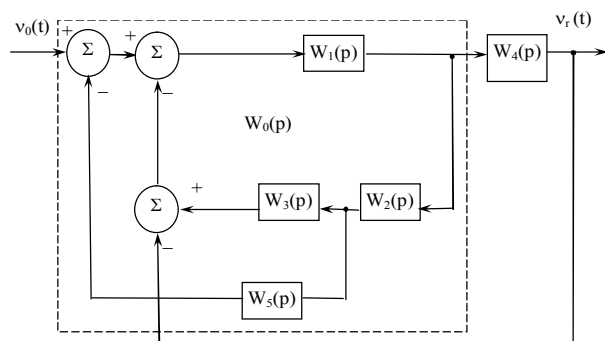


Рис. 2. Спрощена структурна схема моделі системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації відносно зовнішніх і внутрішніх перешкод

Передаточну функцію системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації та нелінійним законом регулювання коефіцієнту підсилення РП відносно варіації фази вхідного сигналу представимо наступним чином

$$W(p) = \frac{W_0(p)W_4(p)}{1 + W_0(p)W_4(p)}, \quad (1)$$

де $W_4(p) = K_1(p)C_1 \cdot \frac{S_\Gamma}{p}$; $W_0(p)$ – передаточна функція, що враховує усі зворотні зв'язку, крім сигналу ГКН; C_1 – коефіцієнт перетворення частоти ГКН, $K_1(p) = \frac{1 + mpT_1}{1 + pT_1}$ – передаточна функція ФНЧ1, S_Γ – крутизна нелінійної функції характеристики управління ГКН $\Phi_\Gamma\{\cdot\}$.

$$W_0(p) = \frac{W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)(W_3(p) - W_5(p))}, \quad (2)$$

де $W_1(p) = E_1\kappa_1$; $\kappa_1 = F'_1(a)$; E_1, E_2 – максимальна напруга, яку видають фазові детектори ФД1 та ФД2;

$$W_2(p) = K_3(p)K_0(1 - E_2 \arctg(\kappa_2 K_2(p)));$$

$$K_3(p) = \frac{1}{1 + pT_3} \text{ – передаточна функція ФНЧ3;}$$

$$\kappa_2 = |F'_2(\beta - \beta')|; \quad K_2(p) = \frac{1}{1 + pT_2} \text{ – передаточна}$$

функція ФНЧ2; $W_3(p) = S_{M2}$; $W_5(p) = -S_{M1}$; $F_1(a(p)) = \kappa_1$, $F_2(a(p) - \beta'(p)) = \kappa_2$ – нормована характеристика ФД1 та ФД2; K_0 - коефіцієнт підсилення РП; $a(p)$ – різниця фаз сигналів на виході ФД1; $\beta'(p)$ – фазовий зсув сигналу у ФО; S_{M1}, S_{M2} – крутизна модуляційної характеристики ФМ1 і ФМ2, відповідно.

Тоді передаточна функцію запропонованої системи ФАП відносно варіації фази сигналу ГКН має вигляд

$$W_\Gamma(p) = \frac{1}{1 + W_0(p)W_4(p)}. \quad (3)$$

Складуючи (1) з (3), отримаємо

$$W(p) + W_\Gamma(p) = 1. \quad (4)$$

Рівняння (4) свідчить, що в системі зменшення коефіцієнту передачі для зовнішніх перешкод $W(p)$ обов'язково призводить до збільшення коефіцієнту передачі для внутрішніх перешкод $W_\Gamma(p)$, незалежно від типів фільтрів, що застосовуються, і параметрів системи.

Підставляючи значення $K_1(p)$, $K_2(p)$, $K_3(p)$, отримаємо вирази для закону регулювання типу \arctg :

$$W(p) = \frac{1}{1 + \frac{p(1+pT_1)}{\kappa_1 C_1 \Omega (1+mpT_1)} + \frac{(\psi_1 + \psi_2) K_0 p (1+pT_1) (1 - E_2 \arctg(\frac{\kappa_2}{1+pT_2}))}{C_1 \Omega (1+pT_3)(1+mpT_1)}}; \tag{5}$$

$$W_\Gamma(p) = \frac{1}{1 + \frac{\kappa_1 C_1 \Omega (1+mpT_1)}{p(1+pT_1)} + \frac{C_1 \Omega (1+pT_3)(1+mpT_1)}{(\psi_1 + \psi_2) K_0 p (1+pT_1) (1 - E_2 \arctg(\frac{\kappa_2}{1+pT_2}))}}; \tag{6}$$

де ψ_1, ψ_2 – максимальні динамічні діапазони ФМ1, ФМ2, відповідно, без врахування коефіцієнту підсилення РП; $\Omega = S_1 E_1$ – максимальна перестройка ГКН.

Знаючи $W(p)$ і $W_\Gamma(p)$, отримаємо передаточну функцію системи ФАП для фазової помилки стеження і варіації фази вхідного сигналу для \arctg -ного закону регулювання

$$W_a(p) = \frac{W(p)}{W_\Gamma(p)} = \frac{C_1^2 \Omega^2 \kappa_1 (1+mpT_1)^2 (1+pT_3)}{(\psi_1 + \psi_2) K_0 p^2 (1+pT_1)^2 (1 - E_2 \arctg(\frac{\kappa_2}{1+pT_2}))}. \tag{7}$$

Використовуючи вираз (5) побудуємо амплітудно-частотні характеристики (АЧХ) для системи ФАП з динамічним регулюванням параметрів за нелінійним законом та одним фазовим модулятором (ФМ) (рис.3) та системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації (з двома ФМ з прямим та інверсним включенням, один із яких встановлюється в тракці сигналу опорного генератора, а другий – у колі зворотного зв'язку основного кола ФАП) при $K_0 = 1, m = 0.3$ (рис. 4 – 6) і загальну фазочастотну характеристику (ФЧХ) (рис. 7) системи.

призводить до покращення фільтруючих здібностей системи.

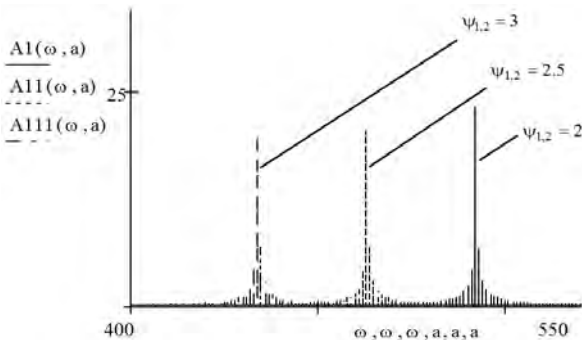


Рис. 3. АЧХ системи ФАП з одним ФМ

Порівняння АЧХ систем ФАП з динамічним регулюванням параметрів за нелінійним законом і одним ФМ та системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації (з двома ФМ з прямим та інверсним включенням) свідчить, що смуга пропускання значно вужча в системі ФАП з додатковим каналом фазової компенсації при будь-яких значеннях ψ_1 та ψ_2 , що доводить покращення фільтруючих здібностей запропонованої системи по відношенню до зовнішніх перешкод, а також амплітуда на порядок вища. Отже, збільшення динамічного діапазону ФМ

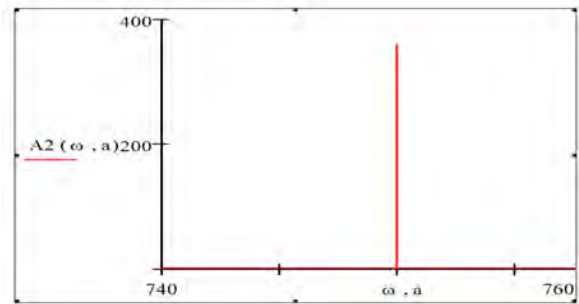


Рис. 4. АЧХ системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації при $\psi_{1,2} = 2$

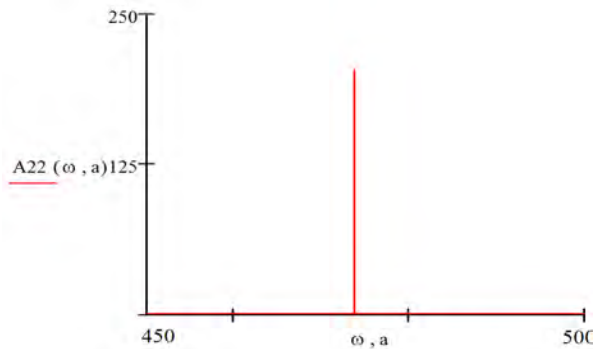


Рис. 5. АЧХ системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації при $\psi_{1,2} = 2,5$

Еквівалентна шумова смуга системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації. Завадостійкість системи, що досліджується, кількісно оцінюється її еквівалентною шумовою смугою

$$\Delta F_e = \frac{1}{4\pi |W(0)|^2} \int_{jz} W(p)W(-p)dp. \tag{8}$$

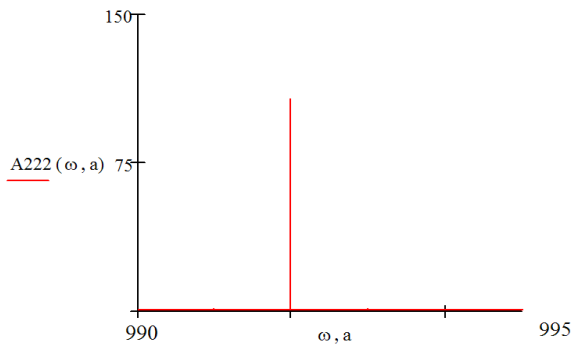


Рис. 6. АЧХ системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації при $\psi_{1,2} = 3$

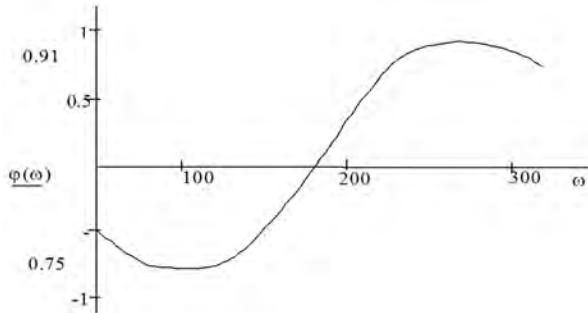


Рис. 7. ФЧХ удосконаленої системи ФАП

Фільтруючі здібності будь-якої системи ФАП, невідривно пов'язані з якістю стеження чи точністю стеження. Для оцінки точності стеження знайдемо дисперсію фазової помилки стеження

$$\sigma_a^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_a(\omega) |W_a(j\omega)|^2 d\omega, \quad (9)$$

де $S_a(\omega) = \frac{2\mu\sigma_\lambda^2}{\omega^2 + \mu^2}$ – енергетичний спектр девіації фази вхідного сигналу, $\mu = 1/\alpha_k$; α_k – постійна часу резонансного контуру.

Флуктуаційна перешкода представляє собою стаціонарний випадковий процес з нормальним законом розподілення ймовірності та дисперсією σ_λ^2 . Враховуючи вище сказане, отримаємо:

$$\sigma_\lambda^2 = \frac{1}{2\pi j} \int_z \frac{2\sigma_\lambda^2 \mu}{-p^2 + \mu^2} W_a(p) W_a(-p) dp. \quad (10)$$

Після перетворень отримаємо залежності ΔF_e та σ_a^2 від еквівалентного динамічного діапазону ψ , який дорівнює сумі динамічних діапазонів $\psi_1 + \psi_2$, та від параметру пропорційно-інтегруючого фільтру m , що наведені на рис. 8 – 12.

З рис. 8 слідує, що якщо сума динамічних діапазонів $\psi_1 + \psi_2$ ФМ в системі ФАП з додатковим каналом фазової компенсації дорівнює значенню динамічного діапазону ψ для системи ФАП з одним ФМ, то залежності еквівалентної шумової смуги для обох систем однакові при однакових початкових умовах.

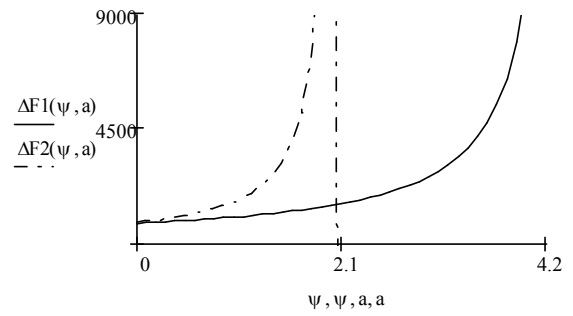


Рис. 8. Залежності еквівалентної шумової смуги від динамічних діапазонів ФМ для системи ФАП з одним ФМ та системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації

Детальніше залежність еквівалентної шумової смуги від динамічного діапазону ФМ для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації наведена на рис. 9.

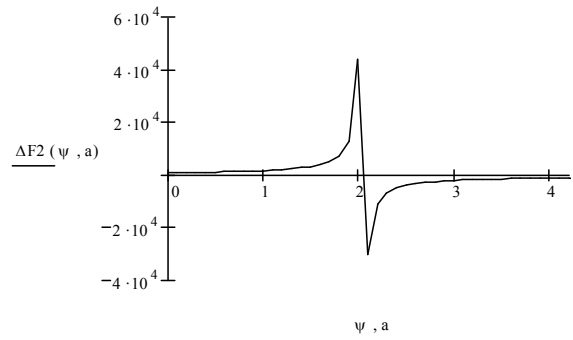


Рис. 9. Залежність еквівалентної шумової смуги від динамічних діапазонів ФМ $\psi_1 + \psi_2$ для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації

Залежність (рис. 9) свідчить, що шумова смуга системи може бути звужена шляхом вибору малих значень динамічних діапазонів ФМ $\psi_1 + \psi_2$.

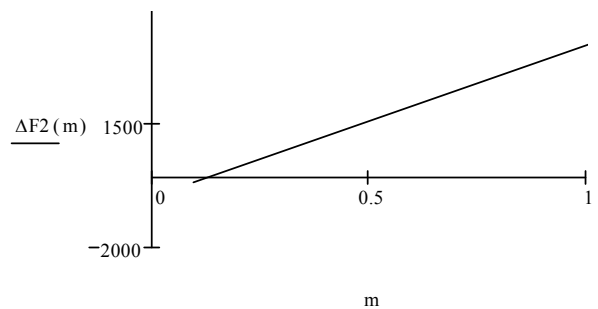


Рис. 10. Залежність еквівалентної шумової смуги від параметру m для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації

З рис. 10, 11 слідує, що залежності шумової смуги та дисперсії фазової помилки стеження від параметру m для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації та системи ФАП з динамічним регулюванням параметрів за нелінійним законом (з одним ФМ) [7] однакові при однакових початкових умовах.

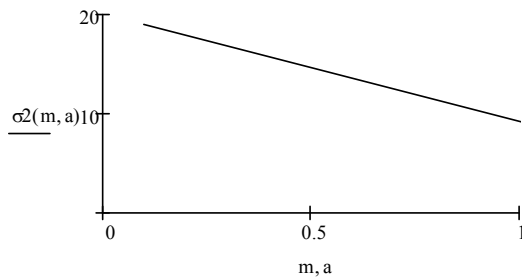


Рис. 11. Залежність дисперсії фазової помилки степеня від параметру m для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації

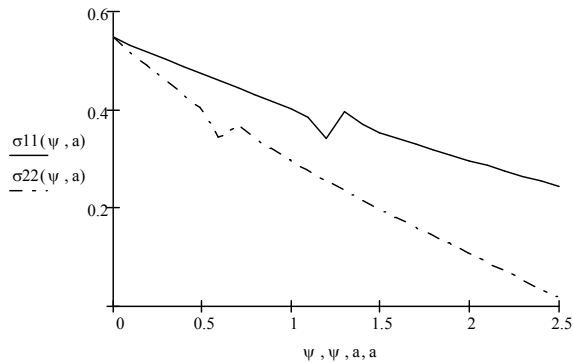


Рис. 12. Залежності дисперсії фазової помилки степеня від динамічних діапазонів фазових модуляторів для системи ФАП з одним ФМ — та системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації - - - -

З рис. 12 слідує, що залежності дисперсії фазової помилки степеня від динамічних діапазонів фазових модуляторів для системи ФАП з одним ФМ та системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації мають однаковий характер зміни. При цьому значення дисперсії фазової помилки степеня із збільшенням значення динамічного діапазону ψ (або суми динамічних діапазонів $\psi_1 + \psi_2$ ФМ1 і ФМ2) в системі ФАП з додатковим каналом фазової компенсації значно зменшується у порівнянні з системою ФАП з одним ФМ при однакових початкових умовах.

Смуга захоплення та час входження в синхронізм. Оскільки після зриву синхронізації в системі виникають “биття”, розглянемо характер поведінки системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації у гранично швидкому режимі, який характеризується часом $T_f \leq T_3$ і описується рівнянням

$$\frac{1}{\Omega} p\alpha + C_1 \frac{1 + mpT_1}{1 + pT_1} \sin \alpha - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{\Omega} \times \times p \frac{1}{1 + pT_3} \left[\sin \alpha - \arctg \left(\frac{|\cos \alpha|}{1 + pT_2} \right) \sin \alpha \right] = \gamma_0, \quad (11)$$

яке після спрощень приймає пгіий вигляд

$$\frac{p}{C_1 \Omega} \alpha + K(p) \sin \alpha - \frac{\gamma_0}{C_1} = 0, \quad (12)$$

де

$$K(p) = \frac{1 + p(mT_1 + T_3 - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{C_1 \Omega}) + p^2(mT_1 T_3 - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0 T_1}{C_1 \Omega})}{1 + p(T_1 + T_3) + T_1 T_3 p^2}.$$

Використовуючи відомі результати [8], можна стверджувати, що система з фільтром виду

$$K(p) = \frac{1 + \alpha_1 \beta_1 p + \alpha_2 \beta_2 p^2}{1 + \alpha_1 p + \alpha_2 p^2}, \quad (13)$$

де $\alpha_1 = T_1 + T_3 \approx T_1$; $\alpha_2 = T_1 T_3$;

$$\alpha_1 \beta_1 = mT_1 + T_3 - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{C_1 \Omega} \approx mT_1$$
; звідки $\beta_1 \approx m$;

$$\alpha_2 \beta_2 = mT_1 T_3 - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0 T_1}{C_1 \Omega} =$$

$$= T_1 T_3 \left(m - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{C_1 \Omega T_3} \right);$$

$$\beta_2 = m - \frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{C_1 \Omega T_3},$$
 у якого чисельник та знамен-

ник не мають загальних коренів, була б глобально асимптотично стійкою, достатньо виконання умов

$$R_e \{ |K(j\omega) - E| |K(j\omega)|^2 \} \geq \delta; \quad (14)$$

$$\omega \in]-\infty; +\infty[; 4E\delta > \nu,$$

де $E > 0, \delta > 0$ – параметри, які обираються вільно;

$$\nu = \frac{|\int \varphi(a) da|}{\int |\varphi(a)| da}; \quad \varphi(a) = F_1(a) - \frac{\gamma_0}{C_1}, \quad \text{де } \tilde{\gamma} = \gamma_0 / C_1.$$

Введемо позначення $\frac{(\psi_1 + \psi_2)K_0}{C_1 \Omega T_3} = \tilde{\xi}$, тоді

отримаємо: $\alpha_1 = T_1, \alpha_2 = T_1 T_3, \beta_1 = m, \beta_2 = m - \tilde{\xi}$.

Для отримання максимальної смуги захоплення γ_3 необхідно, щоб величина $\nu(\tilde{\gamma})$ і відповідно множення $E\delta$ (14) було найбільшим. Підставимо $K(p)|_{p=j\omega}$ до нерівності (13), отримаємо

$$\text{Re} \left\{ \frac{1 + i\omega\alpha_1\beta_1 - \omega^2\alpha_2\beta_2}{1 + i\omega\alpha_1 - \omega^2\alpha_2} - E \frac{(1 - \alpha_2\beta_2\omega^2)^2 + \alpha_1^2\beta_1^2\omega^2}{(1 - \alpha_2\omega^2)^2 + \omega^2\alpha_1^2} \right\} \geq \delta. \quad (15)$$

Підставляючи $\alpha_1, \alpha_2, \beta_1, \beta_2$ в (15) та опускаючи при ω^2 малі величини з урахуванням умови $T_3 \leq T_f$, отримаємо

$$\omega^4 [m - \tilde{\xi} + E(m - \tilde{\xi})^2 + \delta] (T_1 T_3)^2 - \omega^2 (m - Em^2 - \delta) T_1^2 + E + \delta - 1 \geq 0. \quad (16)$$

Введемо позначення $\omega^2 = \tilde{x}$, тоді (16) перепишемо:

$$P(\bar{x}) = a\bar{x}^2 - b\bar{x} + c \geq 0, \text{ при } \bar{x} \geq 0, \quad (17)$$

де $a = (T_1 T_3)^2 [m - \tilde{\xi} + E(m - \tilde{\xi})^2 + \delta]$;

$b = T_1^2 (m - Em^2 - \delta)$; $c = E + \delta - 1$.

Поєднавши отримані умови, отримаємо

$$\left. \begin{aligned} m - \tilde{\xi} + E(m - \tilde{\xi})^2 + \delta &\geq 0 \\ m - Em^2 - \delta &\geq 0 \\ E + \delta - 1 &\geq 0 \end{aligned} \right\}. \quad (18)$$

Аналізуючи (18) видно, що необхідно підібрати такі значення E та δ , які забезпечують найбільше значення функції $f(E, \delta) = E\delta$. Враховуючи вирази (12) та (18) отримуємо необхідні умови виникнення захоплення в системі

$$\left. \begin{aligned} \frac{2\sqrt{m}}{1-m} > v(\tilde{\gamma}), \text{ при } m - \tilde{\xi} < 1 \\ \frac{2\sqrt{m(m-\tilde{\xi})}}{2m-\tilde{\xi}} > v(\tilde{\gamma}), \text{ при } m - \tilde{\xi} \geq 1 \end{aligned} \right\}. \quad (19)$$

Умови (19) гарантують відсутність биття у швидкому режимі. Ці умови (19) свідчать, що при малих значеннях динамічних діапазонів ψ_1 і ψ_2 ФМ1 та ФМ2 відповідно, смуга захоплення визначається в основному параметром пропорційно-інтегруючого фільтра m . Однак збільшення суми динамічних діапазонів $\psi_1 + \psi_2$ фазових модуляторів до величини, що забезпечує виконання умови $m - \tilde{\xi} \geq 1$, веде до того, що умова захоплення в системі враховує його зміну.

Отже, в процесі динамічного регулювання коефіцієнту підсилення РП умови захоплення для швидких режимів (19) мають все більший запас виконання в системі ФАП з додатковим каналом фазової компенсації. Умови захоплення в системі для перехідних режимів аналогічні умовам захоплення для швидких режимів.

Також одним із важливих параметрів, що представляє інтерес для практики, являється час входження в синхронізм (час захоплення) [6]. Проведемо оцінку даного параметру.

Для систем ФАП з додатковим каналом фазової компенсації час входження в синхронізм складається із трьох складових: час швидкого руху, час проміжного руху і час руху по перехідній траєкторії. Оскільки ці часи дуже відрізняються за порядком величини, то для практики достатньо обмежитись часом, впродовж якого відбувається перехідний режим, який описується рівнянням

$$\alpha'' + (\alpha + C_1 \Omega (\sin \alpha))' + \frac{C_1 \Omega}{T_1} \sin \alpha = \frac{\gamma_0 \Omega}{T_1}, \quad (20)$$

рішення якого має вид аналогічний як для системи ФАП з одним ФМ

$$\alpha(t) = \frac{\gamma_0}{C_1} - A e^{-\frac{t}{T_3}}, \quad (21)$$

де $A = C_1 \Omega$.

Для порівняння та оцінки часу входження у синхронізм системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації і систем ФАП з додатковими зворотними зв'язками за фазою з динамічно регульованими параметрами по нелінійним законам з одним ФМ були досліджені імітаційні моделі зазначених систем ФАП за допомогою пакету візуального та ситуаційного моделювання Simulink програмної системи MATLAB. Часові діаграми вихідних сигналів ФД1 і ФД2 для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації (верхня) та системи ФАП з одним ФМ (нижня) при пілоподібній зміні частоти вхідного сигналу, які ілюструють режими: биття, захоплення, утримання і зриву синхронізму, наведено на рис. 13, 14.

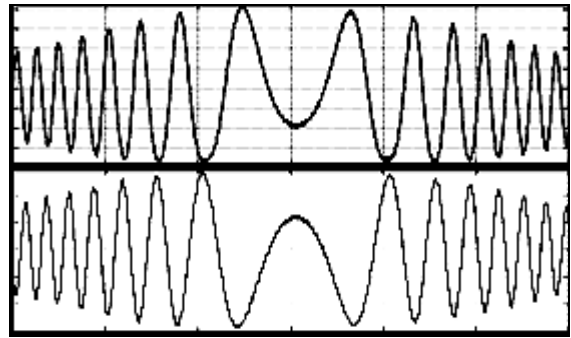


Рис. 13. Часові діаграми вихідних сигналів ФД1 для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації (верхня) та системи ФАП з одним ФМ (нижня)

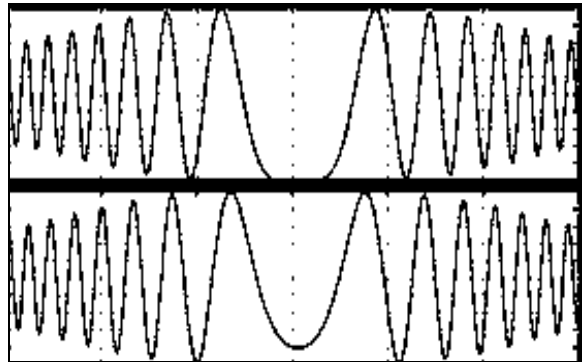


Рис. 14. Часові діаграми вихідних сигналів ФД2 для системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації (верхня) та системи ФАП з одним ФМ (нижня)

З рис. 13 та 14 слідує, що час входження в синхронізм в системі ФАП з додатковим каналом фазової компенсації не гірше, ніж у системі ФАП з одним ФМ.

Шумові характеристики синтезатора частот на основі системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації. При дослідженні будемо враховувати лише шуми, які генеруються функціональними вузлами синтезатора частот, ГКН і

опорним генератором (ОГ), незважаючи на зовнішні впливи, пов'язані з навколишнім середовищем та з джерелами електроживлення. Застосуємо метод перетворення Лапласа для обчислення рів-

$$\begin{aligned} \Phi_{1,n} = & \left(N + \frac{m}{M} \right) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{\text{СДС}n} + \Phi_{\text{ФМ}1n} + \Phi_{\text{ФД}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}2n} \\ & - \Phi_{\text{ФО}n} + \Phi_{\text{ФД}2n} - \Phi_{\text{ФМ}2n} + [(n_1 + n_2 + n_3) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{n1n} + \Phi_{n2n} + \Phi_{n3n} - \\ & - (\Phi_{3\text{М}1n} + \Phi_{3\text{М}2n} + \Phi_{3\text{М}3n}) + \Phi_{\text{ФНЧ}3n} - \Phi_{\text{РП}n} + \Phi_{\text{інв.}n}]; \\ \Phi_{2,n} = & \Phi_{\text{ГКН}n}; \\ \Phi_{3,n} = & 0, \end{aligned} \quad (22)$$

де $\Phi_{\text{ОГ}n}$ – флуктуації фази ОГ; $\Phi_{\text{СДС}n}$ – результуючі флуктуації фази на виході синтезатора дрібної сітки (СДС); Φ_{n1n} , Φ_{n2n} , Φ_{n3n} – флуктуації фази множників частоти з кратністю n_1, n_2, n_3 відповідно; $\Phi_{\text{ФД}1n}$, $\Phi_{\text{ФД}2n}$ – еквівалентні флуктуації фази ФД1 і ФД2 відповідно, які визначаються як співвідношення шумової напруги на його виході до крутості характеристики фазових детекторів; $\Phi_{\text{ФНЧ}1n}$, $\Phi_{\text{ФНЧ}2n}$, $\Phi_{\text{ФНЧ}3n}$ – шуми на входах фільтрів; $\Phi_{\text{ГКН}n}$ – флуктуації фази ГКН при фіксованій напрузі на реактивному елементі; $\Phi_{\text{ФО}n}$ – флуктуації фази фазообергача на $\frac{\pi}{2}$; $\Phi_{\text{ФМ}1n}$, $\Phi_{\text{ФМ}2n}$ – еквівалентні флуктуації фази ФМ відповідно, які визначаються нелінійністю модуляційної характеристики; $\Phi_{\text{РП}n}$ – флуктуації фази РП; $\Phi_{\text{інв.}n}$ – флуктуації фази інвертора. Індекс n означає сигнал шуму.

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ВИХ}} = W(p) & \left[\left(N + \frac{m}{M} \right) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{\text{СДС}n} + \Phi_{\text{ФМ}1n} + \Phi_{\text{ФД}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}2n} - \Phi_{\text{ФМ}2n} + \right. \\ & \left. + \{ (n_1 + n_2 + n_3) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{n1n} + \Phi_{n2n} + \Phi_{n3n} - (\Phi_{3\text{М}1n} + \Phi_{3\text{М}2n} + \Phi_{3\text{М}3n}) \} \right] + \\ & + W_{\text{Г}}(p) \Phi_{\text{ГКН}n}. \end{aligned} \quad (24)$$

Для визначення відмінностей синтезатора частот на основі системи ФАП з динамічним регулюванням параметрів за нелінійним законом (з одним ФМ) і проаналізованого синтезатора частот проведемо порівняння їх шумових характеристик. Результуючі флуктуації фази коливання на виході синтезатора частот на основі системи ФАП з одним ФМ мають вигляд

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{ВИХпор.}} = W_{0\text{пор.}}(p) & \left[\left(N + \frac{m}{M} \right) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{\text{СДС}n} + \right. \\ & \left. + \Phi_{\text{ФД}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}1n} + \Phi_{\text{ФНЧ}2n} - \Phi_{\text{ФМ}n} + \right. \\ & \left. + \{ (n_1 + n_2 + n_3) \Phi_{\text{ОГ}n} + \Phi_{n1n} + \Phi_{n2n} + \Phi_{n3n} - \right. \\ & \left. - (\Phi_{3\text{М}1n} + \Phi_{3\text{М}2n} + \Phi_{3\text{М}3n}) \} \right] + W_{\text{Гпор.}}(p) \Phi_{\text{ГКН}n}, \end{aligned} \quad (25)$$

де $W_{0\text{пор.}}(p)$ – передаточна функція системи ФАП

на вихідного шуму системи, що розглядається, або відповідних спектральних щільностей потужності фазових флуктуацій, замінивши всі джерела шуму, що діють, трьома:

Тоді результуючі флуктуації фази коливання на виході схеми визначимо як

$$\Phi_{\text{ВИХ}} = W(p) \Phi_{1,n} + W_{\text{Г}}(p) \Phi_{2,n} + \Phi_{3,n}. \quad (23)$$

Отже, з аналізу виразів (22) та (23) і роботи системи бачимо, що для перешкод, які діють на ГКН, і власних шумів генератора (внутрішніх перешкод) система являє собою фільтр верхніх частот, а для перешкод, які діють на інші елементи та вузли (в тому числі ОГ), та власних шумів цих елементів синтезатора (зовнішніх перешкод) – фільтр нижніх частот.

Шумові характеристики синтезатора частот доцільно оцінювати після закінчення перехідних процесів в системі, так як шумові характеристики синтезатора частот не актуальні при несталому значенні вихідної частоти. У сталому режимі сигнал на виході каналу оцінки стану системи дорівнює нулю і флуктуаціями фази ФО, ФД2, ФНЧ3, РП та інвертора можна знехтувати. Враховуючи вище сказане, отримаємо вираз для флуктуації фази коливання на виході синтезатора частот:

синтезатора частот на основі системи ФАП з одним ФМ по відношенню до зовнішніх перешкод; $W_{\text{Гпор.}}(p)$ – передаточна функція системи ФАП синтезатора частот на основі системи ФАП з одним ФМ по відношенню до внутрішніх перешкод.

Порівнюючи вирази (24) і (25) видно, що відмінність полягає в додаванні флуктуації фази ФМ2, який є елементом додаткового каналу фазової компенсації, а також у розходженні передаточних функцій систем ФАП по відношенню до зовнішніх та внутрішніх перешкод.

Стосовно відмінності передаточних функцій системи ФАП з одним ФМ і системи ФАП з додатковим каналом фазової компенсації по відношенню до зовнішніх та внутрішніх перешкод з формули (4)

видно, що зменшення в системі коефіцієнту передачі для зовнішніх перешкод $W(p)$ приводить до збільшення коефіцієнту передачі для внутрішніх перешкод $W_T(p)$, незалежно від типів фільтрів, які застосовуються та параметрів системи. Отже, якщо смуги пропускання систем ФАП, що розглядаються, рівні по відношенню до зовнішніх перешкод, то рівні і смуги пропускання систем по відношенню до внутрішніх перешкод. Тому при рівності смуг пропускання систем ФАП, які порівнюються, відмінність передаточних функцій цих систем по відношенню до зовнішніх та внутрішніх перешкод можна не враховувати.

Висновки

Методика визначення основних властивостей систем ФАП з додатковими зворотними зв'язками за фазою з динамічно регульованими параметрами по нелінійним законам з введеним додатково каналом фазової компенсації дозволяє зробити висновок, що частотні характеристики такого класу систем мають виражений резонансний характер, що дозволяє вибрати значення динамічних діапазонів фазових модуляторів, які задовольняють вимогам до смуги захоплення системи ФАП, значення коефіцієнту підсилення регульованого підсилювача та значення параметру пропорційно-інтегруючого фільтру.

Список літератури

1. Макаров С.А. Математична модель швидкодіючої нелінійної системи фазового автопідстроювання частоти синтезатора частот з розширеною смугою захоплення / С.А. Макаров, С.М. Рот, О.М. Чекунова // Наука і техніка. – 2011. – Вип. 1(5). – С. 128-131.

2. Лосев Ю.І. Модель швидкодіючої системи фазової автопідстройки частоти синтезаторів частот з розширеною смугою захоплення / Ю.І. Лосев, С.А. Макаров, С.М. Рот // Сьома наук. конф. Харківського університету Повітряних Сил ім. І. Кожедуба „Новітні технології – для захисту повітряного простору”: тези доповідей, 13 – 14 квітня 2011 р. – Х: ХУПС ім. І. Кожедуба, 2011. – С. 154.

3. Чекунова О.М. Дослідження системи ФАП з нелінійними законами адаптації на стійкість / О.М. Чекунова, С.А. Макаров, О.В. Чечуй // Системи управління, навігації та зв'язк. – 2007. – № 3. – С. 94-97.

4. Чекунова О.М. Математична модель оптимальної по швидкодії нелінійної системи ФАП / О.М. Чекунова, С.А. Макаров, О.В. Чечуй // Радіотехніка. – 2007. – Вип. 150. – С. 100-103.

5. Стеглов В.К. Комбинированные системы ФАП / В.К. Стеглов, А.А. Руденко, А.К. Юдин. – К: Техніка, 2004. – 327 с.

6. Шахильдян В.В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В.В. Шахильдян, А.А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 447 с.

7. Чекунова О.М. Методика визначення основних властивостей адаптивних систем фазового автопідстроювання частоти з нелінійними законами адаптації / О.М. Чекунова, С.А. Макаров, С.М. Рот // Системи обробки інформації. – 2007. – Вип. 9(67). – С. 102-108.

8. Гелиг А.З. Устойчивость нелинейных систем с неединственным состоянием равновесия / А.З. Гелиг, Г.А. Леонов, В.А. Якубович. – М.: Наука, 1978. – 400 с.

Надійшла до редколегії 26.04.2012

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Б.О. Демідов, Харківський університет Повітряних Сил ім.І.Кожедуба, Харків.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОСНОВНЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ ФАЗОВОЙ АУТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМ КАНАЛОМ ФАЗОВОЙ КОМПЕНСАЦИИ

С.А. Макаров, С.Н. Рот, О.Н. Чекунова, Ю.Н. Добрышкин

В работе предложена методика определения основных свойств системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП) с дополнительными обратными связями по фазе с динамически регулируемыми параметрами по нелинейным законам с введенным дополнительно каналом фазовой компенсации, который позволяет расширить полосу захвата системы ФАП. Методика определяет фильтрующие свойства, динамические характеристики, шумовые характеристики синтезатора частот.

Ключові слова: методика определения основных свойств, полоса захвата, время вхождения в синхронизм, фильтрующие свойства, динамические характеристики, шумовые характеристики.

DETERMINATION OF THE BASIC PROPERTIES OF A PHASE-LOCKED LOOP SYSTEM WITH AN ADDITIONAL PHASE COMPENSATION CHANNEL

S.A. Makarov, S.M. Rot, O.M. Chekunova, Y.M. Dobryshkin

The paper presents methods of determining the basic properties of a phase-locked loop (PLL) system with additional feedback in phase with dynamically adjustable parameters of nonlinear laws with an additional phase compensation channel, which allows extending of the capture band of frequency synthesizer PLL system. The method determines the filtering properties, dynamic characteristics, noise characteristics of frequency synthesizer.

Keywords: methods of basic properties determining, capture band, time of entering the synchronism, filtering properties, dynamic characteristics, noise characteristics.