

12. *Поверхностные свойства твердых тел / Под. ред. М. Грина. – М.: Мир, 1972. – 432с.* 13. *Somorjai G.A. The Structure and Thermodynamics of Clean Surfaces – Principles//Treasure on Solid State Chemistry. Ed. by N.B. Hannay. – New-York-London, 1976. – Vol. 6A, Surfaces 1. – P. 1–55.* 14. Юзевич В. М. Критерії міцності твердого тіла з урахуванням розмірного ефекту і впливу середовища//Фізико-хімічна механіка матеріалів. – 1999. – № 2. – С. 80–85. 15. Киттель Ч. Введение в физику твердого тела – М., 1978. 16. Макмиллан Н. Идеальная прочность твердых тел // Атомистика разрушения. Сб. статей. Пер. с англ. / Сост. А. Ю. Ишлинский. – М., 1987. 17. Linford R.G. *Surface Thermodynamics of Solids // Solid State Surface Sci. – N.-Y., 1973. – Vol. 2. – P. 1–152.* 18. Шуп Т. Решение инженерных задач на ЭВМ: практическое руководство. – Москва: Мир, 1982. – 238 с. 19. Куць В.Р. Методи оцінювання рівня якості продукції // Вимірювальна техніка та метрологія, № 56, 2000. – С. 130 – 133. 20. Столярчук П.Г., Куць В.Р. Деякі погляди на можливість вдосконалення методів оцінювання якості продукції // Вісник Ужгор. Нац. ун-ту, Серія “Економіка”. Випуск № 7. Матеріали міжнародної наукової конференції “Системні методи управління та метрологічного забезпечення виробництва”, Ужгород, 2001 – С. 41 – 44.

УДК 621.317.73

**В.В. Хома, О.В. Старостенко \***

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра “Автоматика і телемеханіка”

\*Університет “Universidad de las Americas Puebla”, департамент комп’ютерних наук

## **ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПЕРАЦІЙНОЇ СХЕМИ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА “СТРУМ-НАПРУГА”**

© Хома В.В., Старостенко О.В., 2002

**Досліджено джерела шумів операційних схем активних перетворювачів “імітанс-напруга”. Одержано вирази для розрахунку рівня шумів до і після корекції частотної характеристики.**

**The sources of noise which arise in operational networks of imittance-voltage converter are investigated. An expressions for calculation of noise level until and after corection of the frequency characteristicfre obtained.**

Вимога до обмеження рівня тестового сигналу, яка жорстко висувається при контролі імітансу нелінійних об’єктів, окрім чутливості, загострює також проблему завадостійкості. Відомо [1], що в реальних пристроях оброблення вимірювального сигналу супроводжується перешкоджаючим впливом різного роду шумів і завад. Якщо вплив завад, які виникають за межами пристрою, можна послабити, використовуючи конструкторсько-технологічні заходи [2], то так звані внутрішні шуми накладають обмеження на мінімальний рівень корисного сигналу з погляду його якісного оброблення. Тому для засобів вимірювання імітансу (ЗВІ) з обмеженим рівнем сигналів важливо оцінити рівень власних шумів, які виникають у вимірювальній схемі та при потребі знайти способи його зменшення.

Аналіз структури ЗВІ та змісту вимірювальних перетворень сигналів показав, що ключовим елементом, який визначає, зрештою, шумові властивості пристрою загалом, є

активний перетворювач “струм-напруга” (АПЧН). Це є наслідком яскраво вираженої частотної вибірковості його операційної схеми. Саме тому розгляд цього питання розпочнемо із розрахунку рівня шумів на виході АПЧН.

За місцем виникнення в АПЧН можна виділити зовнішні та внутрішні джерела шумів. До зовнішніх належать шуми, що привносяться джерелом тестового сигналу  $u(\xi)_T$ , та шуми самого контрольованого об’єкта  $u(\xi)_o$ . Внутрішні шуми схеми на операційному підсилювачі у загальному випадку містять потенціальну, струмову та резисторну компоненти. Внаслідок статистичної незалежності окремих джерел шумів їх підсумовування виконується за середньоквадратичним законом. Із врахуванням місця прикладання згаданих джерел в операційній схемі АПЧН (див. рисунок) спектральна густина вихідної напруги шумів описується таким виразом [3, 4]:

$$u(\xi)_{АП} = \sqrt{\frac{e_{\xi}^2}{\beta^2} + (i_{\xi} R_o)^2 + 4kTR_o + [u(\xi)_o^2 + u(\xi)_T^2] \cdot |Y_X R_o|^2 \cdot \left| \frac{\beta A}{1 + \beta A} \right|}, \quad (1)$$

де  $e_{\xi}$  та  $i_{\xi}$  – спектральні густини відповідно напруги та струму власних шумів операційного підсилювача,  $k$  – стала Больцмана,  $T$  – температура резистора.

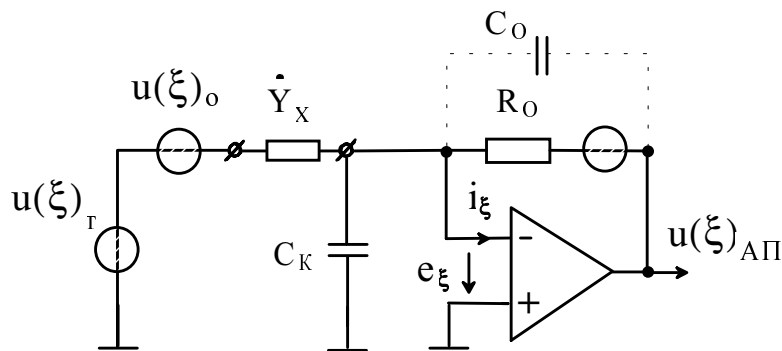


Схема для розрахунку шумових властивостей АПЧН

Розглянемо можливості спрощення наведеного виразу. Насамперед, для операційних підсилювачів із вхідним каскадом на польових транзисторах струмова складова дуже мала і нею можна знехтувати на фоні інших. Якщо на виході джерела тестового сигналу інвертора використовуються напруги із коефіцієнтом передачі, меншим за 1,  $u(\xi)_T \approx e_{\xi}$ . Приймемо також для простоти, що контрольований об’єкт має активний опір  $Y_X = G_X \approx 1/R_o$ , а тому спектральна густина його шуму становить  $u(\xi)_o \approx \sqrt{4kTR_o}$ . Враховуючи прийняті допущення, вираз (1) набуває вигляду

$$u(\xi)_{АП} \approx \sqrt{\frac{e_{\xi}^2}{\beta^2} + e_{\xi}^2 + 8kTR_o \cdot \left| \frac{\beta A}{1 + \beta A} \right|}.$$

Дослідження цього виразу показує, що коли коефіцієнт контурного підсилення  $\beta A$  має більше від одного полюса, на частотній характеристиці коефіцієнта похибки  $\beta A/(1 + \beta A)$  поблизу частоти зрізу може утворюватися резонансний пік, внаслідок чого виникає резонансне збагачення (підсилення) шумів операційної схеми [3]. Додатковий полюс

утворюється ємністю вхідного кабелю  $C_K$  навіть при вимірюванні суто активних імітансів  $Y_X = G_X$ . Основний вклад у створення шуму на виході АПСН, особливо при не дуже великих значеннях опору  $R_o$ , дає складова напруги шумів АПСН  $e_\xi/\beta$ , оскільки, окрім резонансного збагачення, зазначена складова додатково підсилюється внаслідок збільшення коефіцієнта підсилення шуму  $K_\xi = 1/\beta$ . Отже, спектральна густина вихідного шуму АПСН при врахуванні лише найістотніших факторів описується таким виразом

$$e_{AP} = e_\xi(1 + K_x) \sqrt{\frac{1 + f^2/f_K^2}{\left(1 - f^2/f_K f_c\right)^2 + f^2/f_c^2}}, \quad (2)$$

де  $K_x = G_X R_o$ ;  $f_c = f_T/(1 + K_x)$  – частота зрізу,  $f_T$  – частота одиничного підсилення операційного підсилювача,  $f_K = (1 + K_x)/2\pi C_K R_o$  – частота додаткового полюса, утвореного ємністю  $C_K$ .

Щоб перейти до ефективного значення інтегральної напруги шумів операційної схеми АПСН, інтегрують їх спектральну густина у діапазоні частот [3]

$$u(\xi)_{AP}^2 = \int_0^\infty e(f)^2_{AP} df = e_\xi^2 (1 + K_x)^2 \int_0^\infty |\Phi(f)|^2 df. \quad (3)$$

Зіставлення виразів (2) і (3) показує, що операційна схема АПСН виступає у ролі неявного фільтра із нормованим коефіцієнтом передачі

$$|\Phi(f)| = \sqrt{\frac{1 + f^2/f_K^2}{\left(1 - f^2/f_K f_c\right)^2 + f^2/f_c^2}}.$$

Інтеграл у виразі (3) має аналітичний розв'язок

$$\Delta f_\xi = \left(1 + \frac{f_c}{f_K}\right) \frac{\pi}{2} f_c,$$

що має зміст еквівалентної смуги пропускання шумів. Якщо паразитна ємність  $C_K = 0$ , то додатковий полюс зникає ( $f_K \rightarrow \infty$ ), а смуга пропускання дорівнює

$$\Delta f_\xi = \frac{\pi}{2} f_c.$$

Обчислимо рівень шумів на виході АПСН із такими параметрами схеми:  $R_o = 100$  кОм,  $C_K = 100$  пФ,  $f_T = 10$  МГц,  $e_\xi = 7,5$  нВ/Гц<sup>1/2</sup>, провідність контрольованого об'єкта  $Y_X = G_X = 10$  мкСм. За рахунок резонансного підсилення еквівалентна смуга пропускання шумів розширюється від  $\Delta f_\xi = 7,9$  МГц до  $\Delta f_\xi = 2,5$  ГГц, а напруга шумів на виході АПСН збільшується з  $u(\xi)_{AP} = 42$  мкВ до  $u(\xi)_{AP} = 746$  мкВ. Якщо для підвищення чутливості на виході АПСН використовується широкопasmовий підсилювальний каскад із коефіцієнтом передачі  $K = 100$ , то рівень шумів на виході вимірювальної схеми досягає недопустимого значення – майже 75 мВ. Такі збільшені шуми перешкоджають подальшому обробленню сигналів.

Для нейтралізації негативного впливу паразитної ємності  $C_K$  вводять коректуючий конденсатор  $C_o$  в коло зворотного зв'язку, як зображено пунктиром на рисунку. Значення

ємності  $C_o$  вибирають так, щоб створити нуль на частоті  $f_o = (1 + K_x) / 2\pi C_o R_o$  і запобігти утворенню резонансного піка. Для цього повинна виконуватися нерівність  $f_o < f_c$ . Із врахуванням  $C_o$  вираз коефіцієнта передачі неявного фільтра набуває вигляду

$$|\Phi(f)| = \sqrt{\frac{1 + f^2 \left( \frac{1}{f_o} + \frac{1}{f_k} \right)^2}{\left( 1 - \frac{f^2}{f_c} \left( \frac{1}{f_o} + \frac{1}{f_k} \right) \right)^2 + f^2 \left( \frac{1 + K_x}{f_o} + \frac{1}{f_c} \right)^2}}$$

У таблиці наведено результати обчислення вихідної напруги шумів вимірювальної схеми при різних значеннях коректуючої ємності  $C_o$ .

### Зменшення рівня вихідних шумів ВС при використанні коректуючої ємності

$C_o/C_k$	0	0,01	0,02	0,05	0,1	0,2	0,5	1,0	2,0	5,0	10	$\infty$
$\sigma_\xi, \text{мВ}$	75	28	21	18	10	7,3	5,1	4,2	3,7	3,3	3,1	3,0

Аналіз одержаних результатів показує, що повна компенсація впливу  $C_k$  настає при збігу частот полюса  $f_k$  і нуля  $f_o$ . Подальше збільшення коректуючої ємності  $C_o$ , внаслідок якого  $f_o < f_k$  недоцільне, оскільки максимально досягне внаслідок цього зменшення рівня шумів становить всього  $\sqrt{2}$ . Крім того, використання подібної корекції позитивно позначається також на збереженні необхідного запасу стійкості активних перетворювачів імітансу в напругу [5].

1. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. – М., 1983. Т. 2. 2. Отт Г. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. – М., 1979. 3. Достал И. Операционные усилители. – М., 1982. 4. Хома В.В. Створення та дослідження математичної моделі вимірювальних перетворювачів “імітанс-напруга” // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – №3. – С.75 – 79. 5. Хома В.В. Оптимізація динамічних властивостей активних вимірювальних перетворювачів ємності в напругу // Методи та прилади контролю якості. – 1999. – №4. – С.72 – 75.