

гося каната учтена нелинейность его механических свойств. Эта нелинейность описана вязкоупругой моделью Кельвина-Фойгта. Решение слабо нелинейного дифференциального уравнения в частных производных построено с использованием метода Крылова-Боголюбова-Митропольского и представлено в виде асимптотического ряда. Полученные на основании построенного решения дифференциальные зависимости для амплитуды и фазы поперечных колебаний позволяют исследовать влияние длины участка каната, скорости его продольного движения и динамической вязкости на амплитуду и частоту колебаний.

Ключевые слова: тяговый канат, продольно-подвижные гибкие тела, колебания, амплитуда, частота, волновая теория движения, вязкоупругая модель Кельвина-Фойгта, методы возмущений.

Dzyuba L.F., Khytriak O.I., Lishchynska Kh.I., Baryliak V.V. Estimation of Dynamic Properties of the Haulage Ropes on the Basis of the Viscoelastic Model

Oscillations of a haulage rope of mobile pendant timber transport installation are explored. In the differential equation of transverse oscillations of a longitudinally moving rope nonlinearity of its mechanical properties is taken into account. This nonlinearity is described by Calvin-Voigt viscoelastic model. The solution of feebly nonlinear differential partial equation is constructed with use of a method of Krylov-Bogolyubov-Mytropolskiy method and sent as an asymptotical series. The differential associations obtained on the basis of the constructed solution for amplitude and phases of transverse oscillations allow to investigate agency of length of a section of a rope, a velocity of its longitudinal motion and a dynamic viscosity on amplitude and an oscillation frequency.

Keywords: a haulage rope, the longitudinal mobile flexible bodies, oscillations, amplitude, frequency, a wave theory of movement, the Calvin-Voigt viscoelastic model, perturbation methods.

УДК 621.317.73:612.014.422

УДОСКОНАЛЕННЯ МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

Р.М. Івах¹, Ю.В. Хома²

Встановлено, що основним джерелом похибок вимірювального перетворювача за методом автобалансування виступає операційний підсилювач, тому для підвищення точності засобів частотного аналізу імпедансу доцільно застосувати алгоритмічну корекцію. На основі малосигнальної моделі операційного підсилювача побудовано математичні моделі активних вимірювальних перетворювачів імпеданс-напряга та адмітанс-напряга. Отримані математичні вирази спрощено шляхом нехтування неістотних параметрів, та відповідним чином формалізовано. Такий підхід дає змогу встановити основні джерела динамічних похибок активних вимірювальних перетворювачів.

Ключові слова: імпеданс, вимірювання імпедансу, частотні аналізатори імпедансу, активні вимірювальні перетворювачі, альязінг, передавальна характеристика, похибки вимірювання імпедансу.

Аналіз стану тематики та постановка задачі. Вимірювання імпедансу є актуальною задачею для багатьох галузей наукової та практичної діяльності, наприклад для дослідження біологічних і фізико-хімічних об'єктів [1-3], для вивчення властивостей матеріалів [4, 5], зокрема на мікро- та нанорівні [6, 7], для корозійного моніторингу і діагностики [8, 9], для контролю параметрів батарей і

¹ доц. Р.М. Івах, канд. тех. наук – НУ "Львівська політехніка";
² асист. Ю.В. Хома, канд. тех. наук – НУ "Львівська політехніка"

паливних елементів електрохімічних джерел живлення [5, 10] тощо. Для реалізації цих завдань використовують частотні аналізатори імпедансу (ЧАІ), при побудові яких важливим є вибір вимірювального перетворювача, який забезпечував би високу чутливість, лінійність і стабільність функції перетворення.

В роботі [11] обґрунтовано переваги побудови вимірювального перетворювача за методом автобалансування (рис. 1)

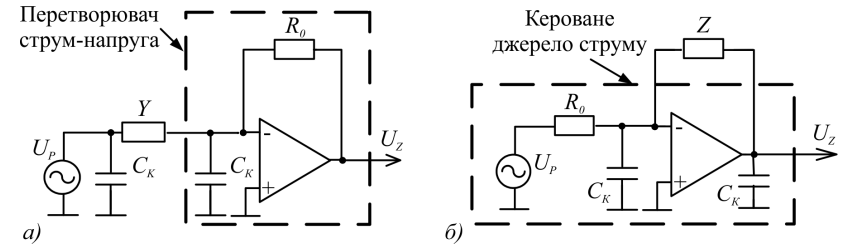


Рис. 1. Видяг ВП за методом автобалансування:

а) режим вимірювання адмітансу; б) режим вимірювання імпедансу

Основним джерелом похибок вимірювального перетворювача за методом автобалансування виступатиме операційний підсилювач, тому для підвищення точності засобів частотного аналізу імпедансу доцільно застосувати алгоритмічну корекцію. Для розроблення виразів алгоритмічної корекції варто передусім проаналізувати математичну модель перетворювача з урахуванням властивостей операційного підсилювача.

Метою роботи є удосконалення математичної моделі активних вимірювальних перетворювачів за методом автобалансування, шляхом спрощень (нехтування неістотними параметрами), та формалізації (введенням змінних, які б однозначно відображали вплив того чи іншого дестабілізаційного фактора), що спростить її застосування в інженерній практиці, зокрема під час розроблення виразів для алгоритмічної корекції.

Методика дослідження. Малосигнальна модель АВП. Математична модель будь-якої операційної схеми із одним ОП, яка цілком враховує її частотні властивості, може бути зведена до канонічного вигляду [12]

$$\dot{H} = \left(\dot{H}_\infty + \frac{\dot{H}_0}{A \cdot \beta} \right) \cdot \frac{1}{1 + 1/A \cdot \beta} = \left(\dot{H}_\infty + \frac{\dot{H}_0}{A \cdot \beta} \right) \cdot \frac{1}{1 + (A\beta)^{-1}}, \quad (1)$$

де: H_∞ – передатна характеристика АВП за безмежного значення коефіцієнта підсилення ОП; H_0 – передатна характеристика АВП за нульового коефіцієнта підсилення ОП; A – коефіцієнт підсилення ОП із розімкнутим зворотним зв'язком; β – коефіцієнт зворотного зв'язку ОС.

У випадку ОС, збудованої за методом автобалансування [12]

$$\dot{H}_\infty = -\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} \quad (2)$$

де: Z_1 – опір на вході ОС; Z_2 – опір у колі зворотного зв'язку ОС. Як видно із виразу, H_∞ повністю збігається із ідеальною функцією перетворення АВП. Це

пов'язано з тим, що неінвертуючий вхід заземлено, відтак вплив синфазної напруги і синфазних опорів не проявляється.

Член $H_0/(A\beta)$ у виразі (1), по суті, враховує пряме проходження сигналу і для схеми автобалансування описується виразом [12]

$$\frac{\dot{H}_0}{\dot{A} \cdot \dot{\beta}} = \frac{R_{OUT}}{\dot{A} \cdot \dot{Z}_1} \quad (3)$$

Коефіцієнт підсилення скоригованого ОП із розімкненим зворотним зв'язком A апроксимується виразом [12-14]

$$\dot{A} = \frac{A_0}{1 + j \frac{f}{f_T} A_0}, \quad (4)$$

де: A_0 – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку на постійному струмі; f_T і f – відповідно, частоти одиничного підсилення ОП і зондувального сигналу.

За означенням коефіцієнт зворотного зв'язку β – це відношення напруги E_{OUT} вихідного драйвера ОП до диференціальної напруги на вхідному каскаді E_D . По суті, коефіцієнт β представляє передатну характеристику пасивного подільника, на вхід якого діє напруга E_{OUT} , а на виході – E_D . Саме коефіцієнт β враховує більшість реальних параметрів ОП і має визначальний вплив на її поведінку в діапазоні частот. Оскільки у виразах (1) і (3) коефіцієнт β знаходиться тільки у знаменнику, то простіше оперувати оберненою величиною $1/\beta$, яка описується формулою [12-14]

$$\frac{1}{\dot{\beta}} = \left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_P}\right) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_L}\right) + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_1} + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_P}, \quad (5)$$

де: R_{OUT} – вихідний опір ОП; Z_L – опір навантаження; $Z_P = 1/Y_P = Z_D // Z_S$ – еквівалентний опір (провідність) на вході, диференціальний вхідний опір Z_D та синфазний опір Z_S ОП. Підставивши вирази (2), (3) і (5) до (1), отримає реальну функцію перетворення АВП, яка враховує параметри ОП і контуру зворотного зв'язку та відображає джерела частотних похибок [13, 14]

$$\dot{H} = \frac{-\frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{1}{\dot{A}} \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_1}}{1 + \frac{1}{\dot{A}} \left[\left(1 + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1} + \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_P}\right) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_L}\right) + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_1} + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_P} \right]}. \quad (6)$$

Використання ОС за методом автобалансування для вимірювання імпедансу передбачає увімкнення до схеми досліджуваного об'єкта та зразкового резистора. При цьому функція перетворення набуває такого вигляду:

- у режимі адмітансу

$$\dot{H} = - \frac{\dot{Y}_X R_O - \frac{\dot{Y}_X R_{OUT}}{\dot{A}}}{1 + \frac{1}{\dot{A}} \left[\left(1 + \dot{Y}_X R_O + \dot{Y}_P R_O\right) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_L}\right) + \dot{Y}_X R_{OUT} + \dot{Y}_P R_{OUT} \right]}, \quad (7)$$

- у режимі імпедансу

$$\dot{H} = - \frac{\frac{\dot{Z}_X}{R_O} - \frac{1}{\dot{A}} \frac{R_{OUT}}{R_O}}{1 + \frac{1}{\dot{A}} \left[\left(1 + \frac{\dot{Z}_X}{R_O} + \frac{\dot{Z}_X}{\dot{Z}_P}\right) \left(1 + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_L}\right) + \frac{R_{OUT}}{R_O} + \frac{R_{OUT}}{\dot{Z}_P} \right]}. \quad (8)$$

Синтез формалізованих математичних АВП. Вирази (7) та (8) є доволі громіздкими і оперувати ними на практиці складно. Тому доцільно зробити деякі спрощення, які істотно не вплинуть на адекватність моделі.

Насамперед опустимо знак мінус, що відображає інвертуюче ввімкнення ОП, оскільки для розгляду у цьому розділі він є не принциповим і його буде враховано на етапі квадратурного розділення. Далі доцільно знехтувати членом R_{OUT}/Z_L , оскільки типові значення вихідного ОП становлять десятки-сотні Ом, а опір навантаження може сягати сотень кОм і більше, тобто $R_{OUT}/Z_L \ll 1$.

Також у виразі (3) можна знехтувати членом $1/A_0$, оскільки для високих частот (коли відчутно проявляються частотні похибки) його значення буде нехтовно малим, порівняно із відношенням f/f_T . Потрібно враховувати, що в діапазоні високих частот вхідна ємність ОП C_{IN} шунтуватиме диференційний R_D та синфазний опори R_S , тому величини Z_P та Y_P можна подати так:

$$Y_P = \frac{1}{R_D} + \frac{1}{R_{S-}} + j\omega C_{IN} \approx j\omega C_{IN}; \quad (9, a)$$

$$Z_P = \frac{R_D R_{S-}}{2 + j\omega C_{IN} R_D R_{S-}} \approx \frac{1}{j\omega C_{IN}}. \quad (9, b)$$

Крім цього, у виразі математичної моделі активного перетворювача в режимі адмітансу доцільно винести у чисельнику за дужки член $Y_X R_O$. З урахуванням зазначеного вирази (7) і (8) набудуть вигляду:

$$\dot{H} = \frac{-Y_X R_O \left(1 - j \frac{f}{f_T} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_O}\right)}{1 + j \frac{f}{f_T} \left[1 + Y_X R_O + j\omega C_{IN} R_O + Y_X R_{OUT} + j\omega C_{IN} R_{OUT}\right]}; \quad (10, a)$$

$$\dot{H} = \frac{-\frac{Z_X}{R_O} + j \frac{f}{f_T} \cdot \frac{R_{OUT}}{R_O}}{1 + j \frac{f}{f_T} \left[1 + \frac{Z_X}{R_O} + j\omega C_{IN} R_O + \frac{R_{OUT}}{R_O} + j\omega C_{IN} R_{OUT}\right]}. \quad (10, b)$$

Як впливає із наведених виразів, найістотнішими джерелами похибок перетворення імпедансу у напругу для цієї моделі є вплив вихідного опору R_{OUT} , вплив вхідної ємності C_{IN} , спад із частотою коефіцієнта підсилення ОП.

Для забезпечення якнайбільшої схожості математичних моделей активних перетворювачів у режимі адмітансу та імпедансу, а також для полегшення сприйняття природи співвідношень, що фігурують у многочленах чисельника і знаменника, доцільно формалізувати моделі шляхом запровадження символічних змінних. Добутки $Y_X R_O$ та Z_X/R_O можна трактувати як унормовані результати вимірювання імпедансу (на конкретному піддіпазоні), тому їх доцільно позначити виразами:

$$Y_X R_0 = G + jB; \quad (11, a)$$

$$\frac{Z_X}{R_0} = R + jX, \quad (11, б)$$

де: G, B – унормовані активна та реактивна компоненти результату вимірювання адмітансу; R, X – унормовані активна та реактивна компоненти результату вимірювання імпедансу. Відношення вихідного опору до опору зразкового резистора позначимо як D , а добуток вхідної ємності ОП та опору зразкового резистора на частоті ω позначмо величиною C :

$$D = \frac{R_{OUT}}{R_0}; \quad (12)$$

$$C = \omega C_{IN} R_0. \quad (13)$$

Відношення частоти одиничного підсилення до частоти зондувального сигналу запишемо як

$$K = \frac{f_T}{f}. \quad (14)$$

Отже, формалізовані функції перетворення АВП із урахуванням змінних (11)-(14) описуватимуться такими виразами:

- у режимі адмітансу

$$\dot{H} = - \frac{(G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right)}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (G + jB) + jC + Y_X R_{OUT} + j\omega C_{IN} R_{OUT}]};$$

- у режимі імпедансу

$$\dot{H} = - \frac{(R + jX) - j \frac{D}{K}}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (R + jX) + jC + D + j\omega C_{IN} R_{OUT}]}.$$

Добутки $Y_X R_{OUT}$ і $\omega C_{IN} R_{OUT}$ також можна виразити через формалізовані коефіцієнти так:

$$Y_X R_{OUT} = Y_X R_0 \frac{R_{OUT}}{R_0} = D(G + jB); \quad \omega C_{IN} R_{OUT} = \omega C_{IN} R_0 \frac{R_{OUT}}{R_0} = jC \cdot D.$$

У кінцевому результаті формалізовані моделі для обох режимів перетворення набудуть вигляду:

$$\dot{H} = \frac{(G + jB) \left(1 - j \frac{D}{K}\right)}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (G + jB)(1 + D) + jC(1 + D)]}; \quad (15, a)$$

$$\dot{H} = \frac{(R + jX) - j \frac{D}{K}}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (R + jX)(1 + jC) + D(1 + jC)]}. \quad (15, б)$$

Кожен із коефіцієнтів C, D та K у моделях (15) відображає один із трьох основних джерел частотної похибки АВП, про які зазначалося вище:

- коефіцієнт K – спад коефіцієнта підсилення ОП;
- параметр D – пряме проходження сигналу, зумовлене не нульовим вихідним опором ОП;
- змінна C – шунтування диференційного та синфазного опорів ОП вхідною ємністю.

Висновки. У цій роботі синтезовано математичну модель активного вимірювального перетворювача за методом автобалансування. Основним недоліком АВП за методом автобалансування є виникнення частотних похибок, зумовлених спадом коефіцієнта підсилення ОП і шунтувальним впливом його вхідної ємності, тому при виведенні математичної моделі враховувалися тільки частотні властивості операційної схеми. Такий підхід дав змогу отримати відносно просту і компактну модель АВП, зручну для подальшого аналізу і формалізації, в межах якої, водночас, було виділено два часткові випадки – формалізовану адмітансну та формалізовану імпедансну моделі.

Література

1. Grimmes S. Bioimpedance & Bioelectricity Basics / S. Grimmes, O.G. Martinsen // Second Edition: Academic Press, Elsevier, 2008. – 471 p.
2. Martinez F.S. Electrical Bioimpedance Cerebral Monitoring: Fundamental Steps towards Clinical Application: Thesis for the degree of doctor of philosophy / F.S. Martinez // Chalmers university of technology, Göteborg, Sweden, 2007. – 137 p.
3. Jaffrin M.Y. Body fluid volumes measurements by impedance: A review of bioimpedance spectroscopy (BIS) and bioimpedance analysis (BIA) methods / M.Y. Jaffrin, H. Morel // Medical Engineering & Physics 30 (2008). – Pp. 1257-1269.
4. Григорчак І.І. Імпедансна спектроскопія : навч. посібн. / І.І. Григорчак, Г.В. Понеділок. – Львів : Вид-во НУ "Львівська політехніка", 2011. – 352 с.
5. Barsoukov E. Impedance spectroscopy: theory, experiment and application / E. Barsoukov, J.R. Macdonald. – N.Y. : Publishing house "Wiley", 2005. – 595 p.
6. O'Hayre R. Frequency-Dependent Transport Imaging by Scanning Probe Microscopy / R. O'Hayre, M. Lee, F.B. Prinz, S.V. Kalinin // Scanning Probe Microscopy. Springer, 2007. – Pp. 132-172.
7. Хома Ю.В. Перспективи використання імпедансної спектроскопії в нанотехнологіях // Методи і засоби вимірювання фізичних величин" (Температура 2012) : тези доп. IX Міжнар. наук.-техн. конф., 25-28 вересня 2012, м. Львів, Україна. – С. 191-192.
8. Сафонов В.А. Импедансная спектроскопия для изучения и мониторинга коррозионных явлений / В.А. Сафонов // Электрохимия : сб. науч. тр. – 1993. – Т. 29, № 1. – С. 152-160.
9. Carullo A. Fast impedance analyser for corrosion monitoring / A. Carullo, M. Parvis, A. Vallan // XVI IMEKO World Congress 2000, Vienna, Austria 2000. – Vol. VI, TC-10. – Pp. 161-165.
10. Karden E. A method for measurement and interpretation of impedance spectra for industrial batteries / E. Karden, S. Buller, R.W. De Doncker // J. Power Sources. – 2000. – Vol. 85. – Pp. 72-78.
11. Хома Ю.В. Розроблення метрологічної моделі частотного аналізатора імпедансу прямої дії / Ю.В. Хома, Р.М. Івах, І.Д. Питель // Науковий вісник НЛТУ України : зб. наук.-техн. праць. – Львів : РВВ НЛТУ України. – 2016. – Вип. 26.1. – С. 305-310.
12. Достал И. Операционные усилители : пер. с англ. / И. Достал. – М. : Изд-во "Мир", 1982. – 512 с.
13. Стадник Б. Коригування динамічних похибок частотного аналізатора імпеданса / Б. Стадник, Ю. Хома, І. Ліхновський // Вимірювальна техніка та метрологія : зб. наук. праць. – 2010. – Вип. 71. – С. 19-24.
14. Bruce Carter. Handbook of Operational Amplifier Applications / Bruce Carter and Thomas R. Brown // Texas Instruments Application Report. [Electronic resource]. – Mode of access http://www.ti.com/lit/an/sboa092_a/sboa092_a.pdf.

Надійшла до редакції 25.10.2016 р.

Ивах Р.М., Хома Ю.В. Усовершенствование математических моделей измерительного преобразователя на базе операционных усилителей

Установлено, что основным источником погрешностей измерительного преобразователя по методу автобалансировки выступает операционный усилитель, поэтому для повышения точности средств частотного анализа импеданса целесообразно применить алгоритмическую коррекцию.

На основе малосигнальной модели операционного усилителя построены математические модели активных измерительных преобразователей импеданс-напряжение и адмитанс-напряжение. Полученные математические выражения упрощены путем пренебрежения несущественных параметров, и соответствующим образом формализованы. Такой подход позволяет установить основные источники динамических погрешностей активных измерительных преобразователей.

Ключевые слова: сопротивление, измерения импеданса, частотные анализаторы импеданса, активные измерительные преобразователи, альязинг, передаточная характеристика, погрешности измерения импеданса.

Ivakh R.M., Khoma Yu.V. Improvement of Mathematical Models of the Transmitter on the Basis of Operational Amplifiers

The main error source of measurement converters based on auto-balancing circuit is the operational amplifier. Thus, it makes a lot of sense to apply algorithmic correction for accuracy improvement of impedance analyzers. Based on "low-level signal" model of operational amplifier mathematical models of active impedance- voltage and voltage-admittance measurement converters have been constructed. Final mathematical expressions have been simplified by neglecting non-essential options and appropriately formalized. This approach allows us to establish the main sources of dynamic errors of active measurement converters.

Keywords: impedance measurement, impedance analyzers, active measurement convertors, aliyazinh, transfer characteristic impedance measurement error.

УДК 004.[02+942]

МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ АВТОМАТИЗОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМИ "ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОГО БУДИНКУ" НА БАЗІ НЕЙРОКОНТРОЛЕРІВ

В.В. Береговський¹, В.М. Теслюк², П.Ю. Денисюк³, Т.В. Теслюк⁴

Розглянуто особливості підходів до проектування "інтелектуальних будинків". Запропоновано ввести інтелектуальний аспект за використання блоково-ієрархічного підходу в процесі проектування систем "інтелектуального будинку" (ІБ). Розроблено структуру системи "інтелектуального будинку" на базі нейроконтролерів. Представлено структуру підсистеми клімат-контроль та наведено структуру типового нейроконтролера системи ІБ. Подано моделі на основі кольорових мереж Петрі для аналізу роботи системи, які дають змогу дослідити динаміку роботи. Побудовано моделі, що ґрунтуються на штучних нейронних мережах, які дають змогу опрацювати нечіткі та неструктуровані дані від підсистеми давачів ІБ.

Ключові слова: інтелектуальний будинок, кольорова мережа Петрі, штучні нейронні мережі, блоково-ієрархічний підхід, нейроконтролер.

Вступ. Сьогодні відбувається бурхливий розвиток інтелектуальних технологій, однією з яких є системи "інтелектуального будинку". Розвиток та впрова-

дження технологій "інтелектуального будинку" [1-5] дає змогу істотно економити енергоносії та забезпечити комфортні умови проживання. На цей час існує ряд фірм, що пропонують складові елементи для систем "інтелектуального будинку", які можна об'єднати в єдину систему.

Проведений аналіз існуючих систем дає змогу стверджувати про потребу підвищення рівня інтелектуалізації та автоматизації проектування таких систем [6-8].

1. Особливості застосування блоково-ієрархічного підходу до розроблення систем "інтелектуального будинку". Жорсткі вимоги до термінів і якості розроблення складних об'єктів і систем зумовлюють широкомасштабне використання засобів автоматизації на всіх рівнях автоматизованого проектування. На сьогодні у процесі проектування різних технічних пристроїв здебільшого використовують блоково-ієрархічний підхід. Існують розробки щодо використання онтологій на системному рівні проектування таких систем [7], але йдеться тільки про розроблення теоретичних положень.

Отже, загалом у процесі автоматизованого проектування, саме системи "інтелектуального будинку" з використанням блоково-ієрархічного підходу можна виокремити: системний рівень ІБ, рівень підсистем та елементи підсистем.

У загальному випадку, у математичній формі, застосування блоково-ієрархічного рівня до розроблення ІБ можна представити таким виразом:

$$Sys_{ІБ}^1 = \bigcup_{i=1}^n P_{ІБ}^{2,i} \bigcup_{j=1}^m B_{ІБ}^{3,j} \bigcup_{k=1}^l E_{ІБ}^{4,k},$$

де $Sys_{ІБ}^1$ – система "інтелектуального будинку", а верхній індекс означає перший ієрархічний рівень блоково-ієрархічного підходу до проектування; $P_{ІБ}^{2,i}$ ($i=1,2,\dots,n$) – i -та підсистема "інтелектуального будинку", а верхній індекс – 2-й ієрархічний рівень БІП (для прикладу: підсистема клімат-контроль, підсистема освітлення та ін.); $B_{ІБ}^{3,j}$ ($j=1,2,\dots,m$) – j -й блок системи "інтелектуального будинку" (3-й ієрархічний рівень БІП); $E_{ІБ}^{4,k}$ ($k=1,2,\dots,l$) – k -й елемент системи інтелектуального будинку (різного роду давачі, виконуючі пристрої тощо).

Потрібно зауважити, що система ІБ містить об'єднання підсистем:

$Sys_{ІБ}^1 = \bigcup_{i=1}^n P_{ІБ}^{2,i}$, i -та підсистема базується на об'єднанні завершених блоків:

$$P_{ІБ}^{2,i} = \bigcup_{j=1}^m B_{ІБ}^{3,j}, \text{ а } j\text{-й блок об'єднує елементи: } B_{ІБ}^{3,j} = \bigcup_{k=1}^l E_{ІБ}^{4,k}.$$

До рівня підсистеми можна віднести підсистему клімат-контролю, освітлення, захисту та інші. Елементний рівень містить давачі, виконуючі пристрої, мікроконтролери тощо. У процесі автоматизованого проектування "інтелектуальних будинків" використовують як підхід проектування зверху-вниз, так і знизу доверху та ін.

Кожен з цих підходів до проектування "інтелектуальних будинків" має свої особливості, переваги та недоліки. Зокрема, у процесі проектування системи "інтелектуального будинку" 1-го та 2-го рівнів інтелектуалізації використовув-

¹ аспір. В.В. Береговський – НУ "Львівська політехніка";
² проф. В.М. Теслюк, д-р техн. наук – НУ "Львівська політехніка";
³ доц. П.Ю. Денисюк, канд. техн. наук – НУ "Львівська політехніка";
⁴ аспір. Т.В. Теслюк – НУ "Львівська політехніка"