

УДК 621.317.3

АНАЛІЗ ГРАНИЧНИХ УМОВ ПРАЦЕЗДАТНОСТІ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМІТАНСУ НА БАЗІ ОПЕРАЦІЙНИХ ПІДСИЛЮВАЧІВ

© Івах Роман, Хома Володимир, Хома Юрій, Питель Іван, 2016

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра інформаційно-вимірювальних технологій,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Показано місце та роль активних вимірювальних перетворювачів іміданс-напруга у структурі частотного аналізатора. Проаналізовано фактори, які обмежують працездатність активних вимірювальних перетворювачів. Наведено формалізовані моделі цих перетворювачів та на їх основі встановлено граничні умови, пов'язані з їх стійкістю.

Ключові слова: іміданс, адмітанс, операційний підсилювач, математична модель.

Показано место и роль активных измерительных преобразователей иммитанс-напряжение в структуре частотного анализатора. Проанализированы факторы, которые ограничивают работоспособность активных измерительных преобразователей. Приведены формализованные модели этих преобразователей и на их основе установлены предельные условия, связанные с их устойчивостью.

Ключевые слова: сопротивление, адмитанс, операционный усилитель, математическая модель.

Development of specialized portable measurement tools for impedance spectroscopy is quite challenging and up-to-date technical task. Portable impedance analyzers are required to satisfy certain criteria among which the most important are the following: stability of metrological characteristics of measurement channel over a wide frequency range, high dynamics, fast frequency sweep and the probe signal with appropriate step as well as high resolution of impedance/admittance measurement results. Autobalancing circuits are widely used in impedance analyzers design. However, their applications is followed by some problems related to operation stability caused by global feedback loop. The aim of the paper is to study the stability of the active measurements converter based on autobalancing circuits as well as determining their operation limits.

The article shows the place and role of active measuring converters immitance-voltage in the structure of the frequency analyzer. Formal models of active converters were used to analyses operational limits related to system stability. The main results of research can be summarized as following:

- To determine operating frequency range of the autobalancing circuit can successfully convert impedance to voltage, following rule have been formulated. The upper limit of the frequency range should be taken at least ten times smaller than operational amplifier bandwidth. The lower limit is formally unlimited.*
- Circuit operational limits related to system stability depends on relation of operational amplifier bandwidth to closed-loop knee frequency as well as relation of closed-loop knee frequency to operational circuit time constant (product of reference resistor to input capacitance).*
- The system is considered to be operating at normal conditions if relation of operational amplifier output resistance to reference resistance is equal or smaller then one. If the ratio excides this threshold, then measurement circuit will lose amplification properties at high frequency.*

Key words: impedance, admittance, operational amplifier, mathematical model

Аналіз стану тематики та постановка задачі. Імпедансна спектроскопія (англ. *impedance spectroscopy*) є поширеним у науці, техніці та медицині методом дослідження, оснований на вимірюванні й аналізі залежності імпедансу досліджуваного об'єкта від частоти зондувального змінного струму [1–4]. Двовимірна природа імпедансу забезпечує більшу інформативність порівняно із дослідженнями на постійному струмі. Оскільки різні об'єкти і процеси характеризуються різними залежностями активної та

реактивної складових імпедансу від частоти, то, розв'язуючи зворотну задачу, можна одержати інформацію про властивості цих об'єктів, аналізуючи частотні характеристики їх відгуку на змінному струмі.

Актуальним завданням є розроблення спеціалізованих вимірювальних засобів для потреб імпедансної спектроскопії, придатних для використання у польових умовах, – недорогих портативних частотних аналізаторів імпедансу (ЧАІ). Ці прилади повинні відповідати таким вимогам: стабільність метрологічних харак-

теристик вимірювального каналу в широкому частотному діапазоні, висока швидкодія, швидке налаштування частоти зондувального сигналу з необхідним кроком, прив'язка результатів вимірювання імпедансу до поточного значення частоти, забезпечення високої роздільної здатності у разі виділення активної та реактивної складових імпедансу.

Як показано в [5, 6], застосування цифрових пристроїв для формування зондувального й опорних сигналів, а також для опрацювання сигналів у вимірювальному каналі позитивно позначається на метрологічних характеристиках ЧАІ. Разом з тим, вимірювальний перетворювач імпедансу за природою є аналоговим пристроєм, завдання якого – перетворення під дією зондувальної напруги пасивної величини (імпедансу) на активну величину (комплексну напругу).

Значного поширення набули вимірювальні перетворювачі імпедансу за методом автобалансування на базі операційних підсилювачів – так звані активні вимірювальні перетворювачі (АВП) [7, 8]. Попри низку переваг, застосування таких пристроїв у структурі ЧАІ нашттовується на певні проблеми, спричинені інерційністю операційних підсилювачів (ОП). У роботі [9] встановлено основні джерела похибок вимірювального перетворювача та запропоновано алгоритмічне коригування результатів вимірювання для зменшення динамічних похибок. Але в інженерній практиці вкрай важливо визначати умови стійкості АВП, оскільки до кола зворотного зв'язку ОП входить вимірюваний імпеданс, параметри якого можуть змінюватися у значних межах.

Метою роботи є дослідження стійкості операційної схеми активного вимірювального перетворювача імпедансу/адмітансу на напругу та встановлення співвідношень, які визначають граничні умови працездатності пристрою.

Методика дослідження. У роботі [9] на основі малосигнальної моделі операційного підсилювача побудовано математичні моделі активних вимірювальних перетворювачів імпеданс–напруга та адмітанс–напруга. Одержані формалізовані моделі для обох режимів перетворення мають такий вигляд:

– у режимі адмітансу

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

– у режимі імпедансу

$$I_{\#} = \frac{(R + jX) - j \frac{D}{K}}{1 + j \frac{1}{K} [1 + (R + jX)(1 + jC) + D(1 + jC)]}, \quad (16)$$

де G, B – унормовані активна та реактивна компоненти результату вимірювання адмітансу; R, X – унормовані активна та реактивна компоненти результату вимірювання імпедансу; $D = \frac{R_{OUT}}{R_0}$ – відношення вихідного опору R_{OUT} до опору зразкового резистора R_0 ; $C = \omega C_{IN} R_0$ – добуток вхідної ємності ОП C_{IN} та опору зразкового резистора R_0 на частоті ω ; $K = \frac{f_T}{f}$ – відношення частоти одиничного підсилення f_T до частоти зондувального сигналу f .

Такий підхід дає змогу встановити не лише основні джерела динамічних похибок активних вимірювальних перетворювачів, але й спростити процедуру дослідження умов працездатності пристрою.

Аналіз причин втрати працездатності та визначення діапазону робочих частот АВП. Відхилення реальної функції перетворення від ідеальної, спричинене погіршенням параметрів операційної схеми (ОС) зі зростанням частоти, за деяких обставин може призводити не лише до зниження точності вимірювання, але й до втрати працездатності пристрою. Тому перед аналізом точності розроблених моделей АВП та ступеня їх адекватності необхідно окреслити смугу частот і діапазон вимірюваних величин, в яких операційна схема матиме необхідний для роботи запас стійкості.

Операційна схема на базі ОП, зокрема й АВП, може втратити працездатність через низку таких причин:

– втрата системою стійкості зумовлена паразитними ємностями, що призводить до самозбудження схеми і генерації коливань на виході;

– втрата системою підсилювальних властивостей, зумовлених зростанням впливу прямого проходження сигналу, що призводить до перетворення операційної схеми на пасивне коло;

– втрата системою підсилювальних властивостей внаслідок падіння зі зростанням частоти коефіцієнта підсилення ОП і перетворення АВП на пасивний подільник напруги.

Робочі умови АВП можуть визначатися значеннями коефіцієнтів D, C, K , кожен із яких має певне граничне значення, у випадку перевищення якого система стає непрацездатною.

Передовсім необхідно визначити діапазон робочих частот, в якому схема за методом автобалансування придатна для перетворення імпедансу на напругу. Природною межею частотного діапазону активних вимірювальних перетворювачів є частота одиничного підсилення f_T , вище від якої коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку стає меншим від одиниці, тобто ОП втрачає підсилювальні властивості. В схемі із замкненим зворотним зв'язком ефект втрати підсилення в ОС може виникнути ще до частоти f_T за рахунок впливу коефіцієнта зворотного зв'язку. Тому для визначення максимального значення частоти, на якій операційну схему АВП ще можна вважати активною, необхідно проаналізувати передавальну характеристику схеми в діапазоні частот.

Під час аналізу досліджувався також вплив параметрів D і C на межі смуги робочих частот АВП. Для цього у математичних моделях [9] приймали два граничні значення параметрів D і C . У одному випадку всі параметри ОП, окрім частоти одиничного підсилення, приймали ідеальними, в іншому – параметри ОС були підібрані так, щоб вплив коефіцієнтів D і C був максимальним, але у межах умов працездатності, тобто $D = 1$ і $C = 2f_T$ (рис. 1). Прийнято також, що значення активної та реактивної компонент імпедансу досліджуваного об'єкта (ДО) збігаються із опором зразкового резистора. Оскільки частотні характеристики ОС визначаються насамперед частотою одиничного підсилення, то результати моделювань доцільно подати у відносних одиницях f/f_T .

З наведених графіків (рис. 1) можна зробити такі висновки. Незалежно від параметрів ОС передавальна характеристика, починаючи з останньої частотної декади, тобто на частотах $f = (0.1 \div 1,0) \times f_T$, різко змінюється. Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) спочатку зростає, а потім стрімко падає до нуля, а фазова характеристика прямує до -180° . Така поведінка передавальної характеристики означає стрімку втрату схемою активних (підсилювальних) властивостей та її перетворення на пасивний подільник напруги. Параметри D і C назагал не впливають принципово на поведінку схеми (від їх значень залежить лише характер підйому характеристики в останній декаді). Ці твердження справедливі для вимірювального перетворювача за методом автобалансування, і в режимі вимірювання адмітансу, і в режимі вимірювання імпедансу.

Отже, з урахуванням запасу працездатності за частотою за верхню межу частотного діапазону АВП

прийmemo частоту, вдесятеро меншу від частоти одиничного підсилення ОП

$$f_{max} = 0,1 \times f_T. \quad (2)$$

Нижній діапазон робочих частот АВП за методом автобалансування формально не обмежений (вимірювання можна виконувати навіть на постійному струмі). На практиці цим обмеженням є лише тривалість вимірювання.

Визначення граничних режимів працездатності АВП, пов'язаних зі стійкістю його операційної схеми. Іншою проблемою, яка постає у разі застосування АВП, є необхідність забезпечення належного запасу стійкості. Найпоширенішим способом аналізу стійкості операційних схем є оцінка запасу стійкості за фазою. Суть способу полягає у визначенні частоти f_E , для якої справджується рівність [10]

$$abs[A(f_E) \times B(f_E)] = 1, \quad (3a)$$

і визначення запасу стійкості за фазою як доповнення до 180° фазового кута контурного підсилення на цій частоті [7]

$$\Phi = \arg[A(f_E) \times B(f_E)] + 180^\circ. \quad (3b)$$

Інакше кажучи, коли фаза передавальної характеристики системи зі зворотним зв'язком становить -180° , то від'ємний зворотний зв'язок переходить у додатний, а якщо при цьому коефіцієнт контурного підсилення ще більший за одиницю, то система втрачає стійкість.

Система, що задовольняє умову (3), визначається як умовно стійка, оскільки у разі стрибкоподібних змін рівня вхідного сигналу в ній збуджуються коливання, що згасають (так зване "піддзвоноування"). Але на практиці вимоги до запасу стійкості дещо жорсткіші й визначаються як [10]:

$$Arg(A \times B) \geq -135^\circ, \text{ якщо } Abs(A \times B) = 1, \quad (4)$$

тобто мінімальний запас за стійкістю становить 45° . Така операційна схема має оптимальні динамічні характеристики. Якщо запас стійкості менший за 45° , то тривалішим буде перехідний коливний процес, зумовлений різкою зміною сигналу. Для запасу стійкості, значно більшого за 45° , тривалість перехідного процесу також збільшується, але вже без коливного характеру.

Для того, щоб оцінити запас стійкості ОС, потрібно проаналізувати частотні залежності коефіцієнтів A , B , а також їх добутку, тобто контурного підсилення. Для зручності графічного аналізу всі величини подано в логарифмічному масштабі (рис. 2).

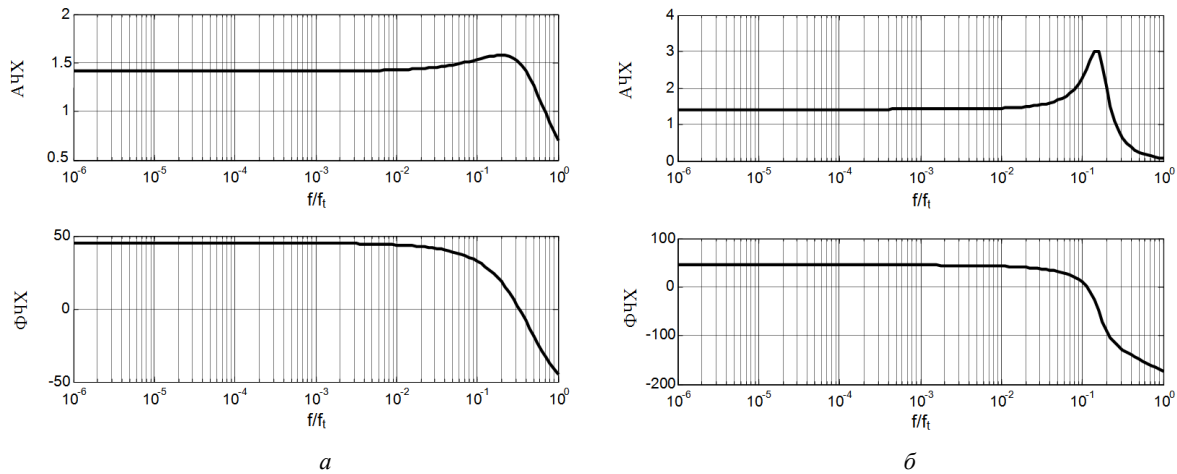


Рис. 1. Амплітуда і фаза передавальної характеристики АВП у діапазоні частот без урахування впливу коефіцієнтів D і C (a) та із урахуванням (б)

Fig. 1. The magnitude and phase of active measurement converter transfer function in the frequency range, excluding (a) and including (b) the impact factors D and C

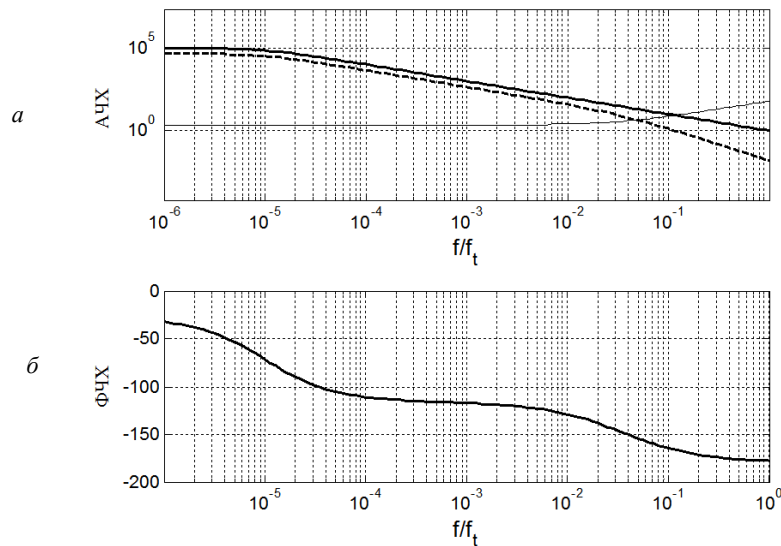


Рис. 2. Амплітудно- (a) та фазочастотна (б) характеристики контурного підсилення

Fig. 2. The magnitude and phase frequency respond of closed-loop

Для всіх операційних підсилювачів зі скоригованою характеристикою частотна залежність коефіцієнта підсилення A має характер аперіодичної ланки першого порядку й однозначно описується виразом (3) із параметрами A_0 і f_T [10]. Графік залежності $A(f)$ можна апроксимувати двома лініями (див. неперервна потовщена лінія на рис. 2):

- горизонтальною $A = A_0$ до частоти полюса на графіку $A(f)$ (до так званої частоти зрізу f_C)

$$f_C = f_T / A_0; \tag{5}$$

- похилою із нахилом -20 дБ/дек $A = f_T / f$ на інтервалі частот, вищих за f_C , причому на частоті $f = f_T$ значення модуля коефіцієнта підсилення становить 1.

Коефіцієнт зворотного зв'язку β , навпаки, прямо залежить від імпедансів кола зворотного зв'язку (імпедансу ДО та опору зразкового резистора), а також від вхідної ємності ОП. На рис. 2 наведено графік частотної залежності не $\beta(f)$, а оберненої величини $1/\beta(f)$ (неперервна тонка лінія). На цьому графіку також можна виділити дві ділянки, які апроксимуються двома лініями:

- горизонтальною $1/\beta = 1+R$ або $1/\beta = 1+G$ до частоти нуля f_Z ;

- підйомом на $+20$ дБ/дек із частоти $f_Z = 1/2\pi C_{IN} R_0$. (6)

Як видно з рис. 2, коефіцієнти A і $1/\beta$ мають зломи відповідно на частотах f_C і f_Z . В області злому

коефiцiєнта пiдсилення A фаза контурного пiдсилення $\beta \times A$ стрiмко змiнюється до -90° , причому на частотi самого злому f_C фаза коефiцiєнта A становить -45° .

На частотi f_Z злому величини $1/\beta$ фаза контурного пiдсилення $\beta \times A$ становить -135° i далi змiнюється до -180° . Якщо злом коефiцiєнта $1/\beta$ вiдбувся на частотi, близькiй до f_T , то система залишиться стiйкою, оскiльки модуль контурного пiдсилення $\beta \times A$ стане меншим вiд одиници, перш нiж його фаза досягне значення -180° . I навпаки, якщо злом коефiцiєнта $1/\beta$ вiдбувся на частотах, вiддалених вiд f_T , наприклад, на частотах $f < 0,1 \times f_T$, то система втратить стiйкiсть, тому що фаза контурного пiдсилення $\beta \times A$ досягне значення -180° , перш нiж його модуль стане меншим за одиницю. Отже, стiйкiсть системи гарантовано, якщо частота одиничного пiдсилення ОП f_T не перевищує частоту злому коефiцiєнта зворотного зв'язку f_Z бiльш нiж вдвiчi, тобто за виконання такого спiввiдношення:

$$f_Z \geq \frac{f_T}{2}. \quad (7)$$

На основi виразiв (6) та (7) умову стiйкостi АВП можна сформулювати так: добуток частоти одиничного пiдсилення на сталу часу зразкового резистора i вхiдної ємностi не повинен перевищувати двох:

$$f_T / f_Z = C_{IN} R_O f_T \leq 2. \quad (8)$$

Активний вимiрjувальний перетворювач також може втратити працездатнiсть через явище, пов'язане iз прямим проходженням сигналу. Кiлькiсно оцiнити вплив прямого проходження сигналу можна за допомогою коефiцiєнта D . Для дослiдження впливу прямого проходження сигналу на роботу схеми виконано моделювання для рiзних значень коефiцiєнта D (рис. 3) в дiапазонi робочих частот, тобто до частоти $0,1 \times f_T$. Дослiдження проводили для двох граничних випадкiв: з урахуванням i без урахування коефiцiєнта C . У першому випадку значення коефiцiєнта C приймали максимальним на основi виразу (8), а в другому – таким, що дорiвнює нулю ($C = 0$).

За результатами виконаних дослiджень можна зробити такi висновки:

- вплив прямого проходження сигналу в ОС зростає пропорцiйно до збiльшення коефiцiєнта D ;
- коефiцiєнт C дещо погiршує працездатнiсть схеми за невеликих значень D та майже не впливає на роботу схеми за великих.

За граничне значення коефiцiєнта D , коли систему ще можна вважати працездатною, умовно можна прийняти $D = 1$.

Якщо значення коефiцiєнта D перевищує граничне значення, то зi зростанням частоти операцiйна схема рiзко втрачає пiдсилювальнi властивостi, наближаючись до пасивного перетворювача.

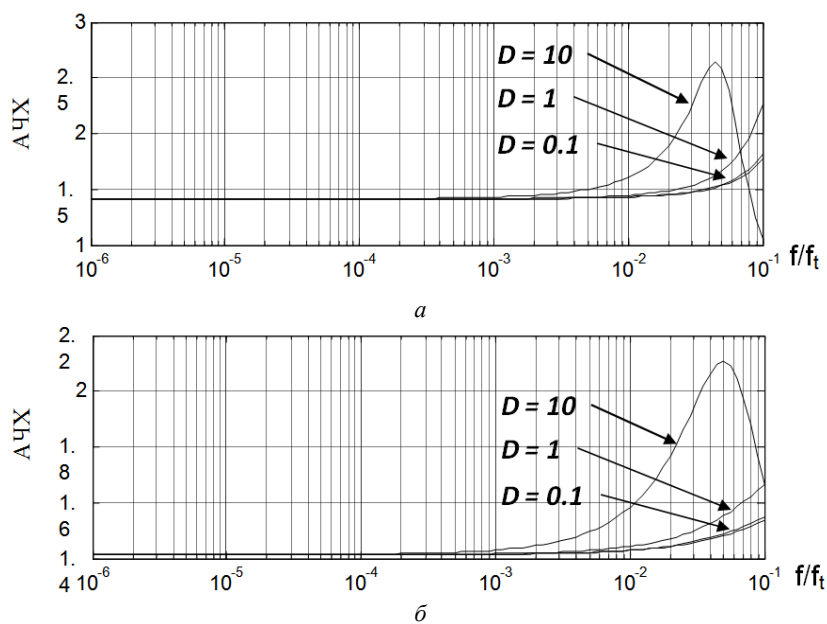


Рис. 3. Передавальна характеристика АВП за рiзних значень коефiцiєнта D , iз урахуванням коефiцiєнта C (а) i без урахування (б)

Fig. 3. Active measurement converter transfer function for different values of the coefficient D , including (a) and excluding (b) the coefficient C

Висновки. Підсумовуючи результати викладених вище досліджень, можна зробити такі висновки:

1. Визначаючи діапазон робочих частот, в якому схема за методом автобалансування придатна для перетворення імпедансу на напругу, встановили, що за верхню межу частотного діапазону АВП доцільно приймати частоту, вдсятеро меншу від частоти одиничного підсилення ОП; нижній діапазон робочих частот АВП за методом автобалансування формально не обмежений.

2. Визначаючи граничні режими роботи АВП, пов'язані із стійкістю операційної схеми, встановили:

- стійкість системи гарантовано, якщо частота одиничного підсилення ОП f_T не перевищує частоту злomu коефіцієнта зворотного зв'язку f_Z більш ніж вдвічі;

- частота злomu коефіцієнта зворотного зв'язку f_Z є величиною, оберненою до добутку опору зразкового резистора і вхідної ємності.

3. Система вважається працездатною, якщо параметр D , який кількісно характеризує пряме проходження сигналу, зумовлене ненульовим вихідним опором ОП, дорівнює одиниці ($D = 1$); якщо ж значення коефіцієнта D перевищує граничне значення, то зі зростанням частоти операційна схема різко втрачає підсилювальні властивості, наближаючись до пасивного перетворювача.

Отже, в статті зазначено причини втрати працездатності операційної схеми активних вимірювальних перетворювачів імпедансу/адмітансу на напругу. Проаналізовано стійкість перетворювачів на базі операційних підсилювачів і встановлено співвідношення, за виконання яких пристрої працездатні. Також подано рекомендації щодо вибору параметрів схеми.

1. Імпедансна спектроскопія: навч. посіб. / І. І. Григорчак, Г. В. Понеділок. – Львів: Вид-во Львівської політехніки, 2011. – 352 с. 2. Barsoukov E., Macdonald J. R. *Impedance spectroscopy: theory, experiment and application*. – N.Y.: Wiley, 2005. – 595 p. 3. Lvovich V. F. *Impedance spectroscopy. Application to Electrochemical and Dielectric Phenomena*. – New Jersey: A John Wiley & Sons Inc., 2012. – 350 p. 4. Кнеллер В. Ю., Боровских Л. П. *Определение параметров многоэлементных двухполюсников*. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с. 5. Хома Ю. В. *Концепція побудови частотних аналізаторів імпедансу з покращеними метрологічними характеристиками // Електротехнічні та комп'ютерні системи*. – 2012. – № 06(82). – С. 137–144. 6. Хома Ю. В. *Преваги застосування DDS та DSP технологій для побудови засобів імпедансної спектроскопії // IX Міжнародна науково-технічна конференція “Методи і засоби вимірювання фізичних величин” “Температура 2012”: тези доповідей студентської секції “Кібер-фізичні системи в метрології”*. – Львів, 25–28 вересня 2012 р. – С. 27–28. 7. *Проблемно-орієнтовані засоби вимірювання імпедансу. Теорія і практика: монографія / Хома В. В., Походило Є. В.* – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2013. – 264 с. 8. Хома Ю. В., Івах Р. М., Питель І. Д. *Розроблення метрологічної моделі частотного аналізатора імпедансу прямої дії // Науковий вісник НЛТУ України: зб. наук.-техн. пр.* – 2016. – Вип. 26.1. – С. 305–310. 9. Івах Р. М., Хома Ю. В. *Удосконалення математичних моделей вимірювальних перетворювачів на базі операційних підсилювачів // Науковий вісник НЛТУ України: зб. наук.-техн. пр.* – 2016. – Вип. 26.7. – С. 336–342. 10. Достал И. *Операционные усилители / пер. с англ.* – М.: Мир, 1982. – 512 с.