

## СТРУКТУРА УНІВЕРСАЛЬНОЇ МУЛЬТИСИГНАЛЬНОЇ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНОЇ СИСТЕМИ ЕКОЛОГІЧНОГО І МЕДИЧНОГО МОНІТОРИНГУ

У статті запропонована методика побудови структури універсальної мультисигнальної інформаційно-виміральної системи (ІВС), що передбачає можливість розширення складу вимірюваних параметрів, а також забезпечує одержання стабільних, відтворюваних результатів виміру різноманітних фізичних параметрів для здійснення комплексного екологічного чи медичного моніторингу.

Постановка проблеми і її актуальність. Актуальним напрямком розвитку сучасного медичного й екологічного моніторингу є розвиток комплексних методів дослідження. Одночасне дослідження набору різнопланових показників дає більш повне уявлення про процеси, що протікають в об'єкті, і дозволяє робити більш точний висновок про поточний стан об'єкта дослідження.

Особливо актуальною задачею комплексного дослідження стає в області екологічного моніторингу. В умови високих темпів розвитку промисловості підвищується інтерес до стану здоров'я людей в умовах складної екологічної обстановки і негативного впливу на організм безлічі різних техногенних і природних явищ. Це призводить до розробки нових одночасно ефективних і складних методик контролю параметрів середовища існування, заснованих на одночасному моніторингу й аналізі цілого комплексу екологічних показників за допомогою персонального комп'ютера (ПК).

Дослідження одночасно декількох характеристик дозволяє судити про стан тієї чи іншої системи по мінімальних відхиленнях цих параметрів, що дозволяє вирішувати найважливішу задачу екологічного моніторингу - виявлення ознак критичного відхилення на ранніх етапах його розвитку.

Аналіз відомих рішень. У тому випадку, коли необхідно одночасно вимірювати кілька фізичних величин, замість того, щоб для кожного виміру використовувати окрему вимірвальну систему, застосовують інформаційно-вимірвальну систему (ІВС) збору даних [1] (рис 1).

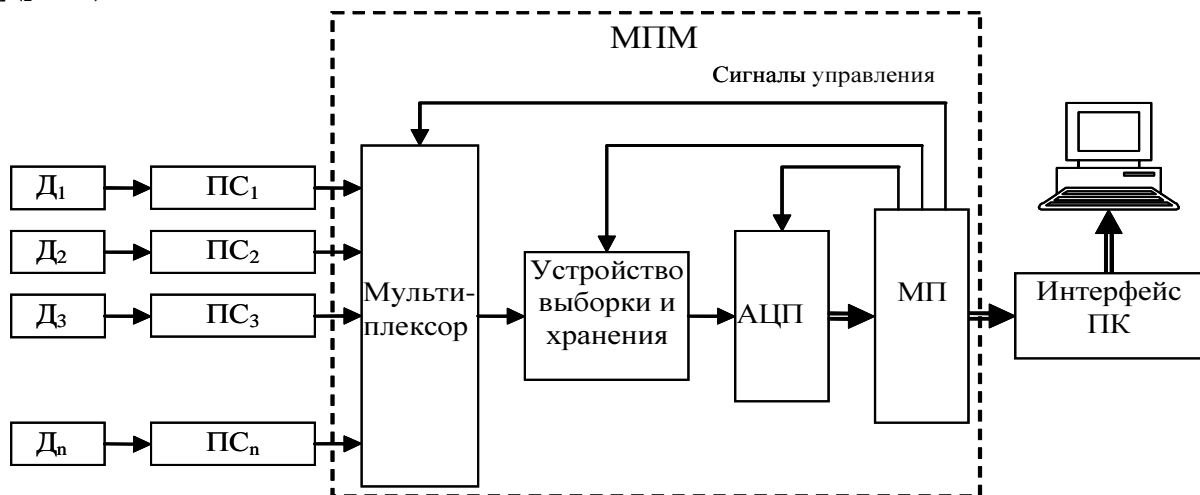


Рис 1. Основні елементи системи збору даних

Вихідні сигнали від кожного датчика системи ( $D_1 - D_n$ ) надходять у перетворювачі сигналів ( $ПС_1 - ПС_n$ ), де вони перетворюються в напругу стандартного діапазону (звичайно  $0 \dots 5V$  чи  $0 \dots 10V$ ) і фільтруються з метою пригнічення низькочастотних і високочастотних перешкод [1]. Мультиплексор, пристрій вибірки і збереження, аналого-цифровий перетворювач (АЦП) і власне мікропроцесор (МП) керування процесом виміру об'єднані в єдиний мікропроцесорний модуль (МПИМ).

При цьому фільтр доцільно розмістити ближче до входу вимірального пристрою, щоб якомога раніше пригнічувати перешкоду. Це пояснюється тим, що доти, поки перешкода не пригнічена, динамічний діапазон вимірального каналу повинний бути розрахований

на передачу без перекручування суми максимальних амплітуд корисного сигналу і перешкоди. Такі підвищені вимоги до динамічного діапазону вимірювальних перетворювачів негативно позначаються на їхній точності [2].

Застосування пасивних фільтрів у вимірювальному каналі має ряд недоліків. Це, у першу чергу, проблеми, пов'язані з ослабленням сигналу й узгодженням послідовних секцій. Струм, що протікає через навантаження, може змінювати частотну характеристику фільтра.

Ці проблеми успішно вирішуються за допомогою застосування активних фільтрів [1,2]. Однак, використання активних фільтрів також не позбавлено деяких недоліків. Для вимірювальної техніки типовим є низькочастотний корисний сигнал [1], при цьому для медичнодіагностичних досліджень найважливішою задачею є пригнічення типової низькочастотної перешкоди, викликаного диханням пацієнта [3], а для систем екологічного моніторингу пригнічення зовнішніх наведень промислової частоти.

Близьке розташування спектрів корисного сигналу і цієї перешкоди обумовлює необхідність застосування активних фільтрів високого порядку, що володіють більш крутим спадом амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) у перехідній смузі. Однак, аналіз різних типів активних фільтрів показує, що чим крутіше спад АЧХ фільтра в перехідній смузі, тим більше нелінійна його фазочастотна характеристика (ФЧХ) [2]. Наприклад, еліптичний фільтр (фільтр Кауера), що володіє найбільш крутим спадом АЧХ, має нелінійність ФЧХ, що значно спотворює форму вимірювального сигналу. Фільтр Бесселя того ж порядку, що має найбільш лінійну ФЧХ, володіє значно більш плавним спадом АЧХ [4,5].

Нарощувати порядок фільтра Бесселя з метою наближення його характеристик до ідеального не представляється можливим, тому що це приводить до ускладнення схеми фільтра і жорсткості вимог до точності номіналів його елементів. У зв'язку з цим на практиці вкрай рідко використовуються фільтри, порядок яких перевищує 6-7 [2].

Постановка задачі і мета дослідження. Пошук компромісу між нелінійністю ФЧХ і крутістю спаду АЧХ привели до створення ряду приладів, у яких з метою фільтрації сигналу і підвищення завадостійкості застосовуються різні схемотехнічні рішення. При цьому отримані в ідентичних умовах сигнали при використанні різних приладів з різними АЧХ і ФЧХ будуть розрізнятися. Це спричинить істотні розходження в показниках, що обчислюються, і, як наслідок, неможливість спільного комплексного використання результатів декількох одночасних вимірів.

Метою дійсного дослідження є розробка структури універсальної мультисигнальної ІВС моніторингу, що забезпечує одержання стабільних, відтворюваних результатів вимірів набору різноманітних фізичних параметрів.

Досягнення цієї мети зумовлює необхідність рішення наступних задач:

- розробка структури ІВС, що забезпечує контроль частотних характеристик усіх вимірювальних каналів, що входять до складу ІВС;
- розробка алгоритму функціонування ІВС, що усуває систематичні помилки, пов'язані з власними частотними характеристиками вимірювальних каналів системи..
- запропонована структура універсальної мультисигнальної ІВС моніторингу передбачає можливість розширення складу вимірюваних параметрів, а також забезпечує одержання стабільних, відтворюваних результатів виміру різнопланових фізичних параметрів об'єкта контролю, що дозволить проводити спільне комплексне дослідження.

Основний матеріал і результати дослідження. Розглянемо можливість контролю частотних характеристик вимірювального каналу. У літературі [6] описується метод обчислення нерівномірності АЧХ (модуля комплексного коефіцієнта передачі) діагностичної апаратури (електрокардіографів), заснований на вимірах вихідних амплітуд гармонійного сигналу при подачі його на входи приладу. Трудомісткість цього методу зв'язана з тим, що для кожного каналу ІВС необхідно провести серію вимірів вихідних амплітуд гармонійного сигналу при різних значеннях частоти. При використанні цього методу для тестування цифрових ІВС приходиться зіштовхуватися з ефектом "візуального биття" амплітуди вихідного гармонійного сигналу, коли частота тестової синусоїди більше 10% частоти дискретизації сигналів вимірювальної системи, що утрудняє точний вимір АЧХ.

З одного боку, цей метод є єдиним недорогим способом визначення АЧХ каналів аналогових вимірювальних приладів. З іншого боку, сучасні ІВС, що використовують цифрове перетворення вимірюваних сигналів, надають доступ до оцифрованим значень сигналів. Наявність такого доступу до даних цифрових систем екологічного і медичного моніторингу, що можуть бути оброблені методами спектрального аналізу, уможливорює спрощення способу підвищення точності виміру АЧХ каналів системи.

Оцінювання передатних функцій методами спектрального аналізу широко використовується, наприклад, у геофізиці [7], у промисловості [8] і деяких інших областях [9, 10].

Існують методи генерації псевдовипадкового сигналу, що характеризуються тим, що усередині заданого діапазону частот містить усі гармонійні складові однакової амплітуди, тобто має постійну спектральну щільність потужності. При подібному впливі на вхід лінійної системи (ланцюг до аналогово-цифрового перетворювача електрокардіографа можна вважати лінійним) унаслідок характерного для неї принципу суперпозиції на виході системи діє сума усіх вхідних сигналів без якого-небудь взаємного впливу один на одного. Важливою перевагою подібного впливу є можливість ідентифікації систем (наприклад, визначення комплексного коефіцієнта передачі  $F(j\omega)$  елементів систем) завдяки мінімізації часу виміру.

Комплексний коефіцієнт передачі  $F(j\omega)$  можна визначити як відношення вектора  $Y$  вихідної величини системи до вектора  $X$  вхідної величини синусоїдальної форми при заданому значенні її частоти. Вихідний вектор  $Y$  можна обчислити множенням вхідного вектора  $X$  на  $G(j\omega)$ , якщо комплексний коефіцієнт передачі апріорі відомий. При дискретних значеннях частот необхідно говорити про спектральну щільність амплітуд  $X_D(j\omega)$  на вході системи і  $Y_D(j\omega)$  на її виході, тоді

$$Y_D(j\omega) = G(j\omega)X_D(j\omega).$$

З огляду на той факт, що оцінка спектральної щільності потужності виражається через оцінку спектральної щільності амплітуд на інтервалі виміру сигналу  $T$  як

$$\hat{S}(\omega) = \frac{2}{T} \left| \hat{X}(j\omega) \right|^2$$

тобто оцінка спектральної щільності потужності

$$\hat{S}(\omega) = \frac{2}{T} \left| \hat{X}(j\omega) \right|^2$$

пропорційна квадрату модуля спектральної щільності амплітуд

$$\hat{X}(j\omega),$$

легко встановлюється залежність між оцінками спектральних щільностей потужності

$$\hat{S}_X(\omega)$$

на вході і

$$\hat{S}_Y(\omega)$$

на її виході:

$$\hat{S}_Y(\omega) = \left| \hat{G}(j\omega) \right|^2 \hat{S}_X(\omega) = \hat{A}^2(\omega) \hat{S}_X(\omega) \quad (1)$$

Спектральна щільність потужності, обумовлена модулем спектральної щільності амплітуд, не відбиває фазових співвідношень складових сигналів, тому взаємозв'язок між спектральними щільностями потужності вхідного і вихідного сигналів лінійної системи визначається винятково АЧХ, що виражається оцінкою  $\hat{A}(\omega)$ .

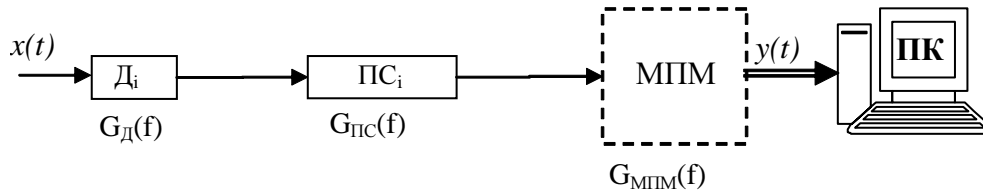
Виразення (1) характеризує можливість виміру АЧХ лінійної системи шляхом впливу на її вхід шумоподібним тестовим сигналом. При цьому вимірюють спектральні щільності потужності вхідного і вихідного сигналів і обчислюють квадратний корінь з їхнього відношення. Виміри спрощуються при сталості спектральної щільності потужності  $\hat{S}(\omega)$  тестового сигналу й обчисленні логарифма АЧХ:

$$\hat{A}(\omega) = 10 \cdot \lg \frac{\hat{S}_Y(\omega)}{\hat{S}_X(\omega)}, \text{ дБ.}$$

У цьому випадку відпадає необхідність у вимірі вхідного тестового сигналу, якщо відомо стале значення його спектральної щільності потужності, і операції витягу квадратного кореня.

Розглянемо можливість одержання стабільних, відтворених результатів виміру фізичних параметрів об'єкта.

У структурній схемі системи збору даних на рис. 1 мультиплексор, пристрій вибірки і збереження, АЦП і власне мікропроцесор керування процесом виміру об'єднані в єдиний мікропроцесорний модуль (МПМ). Це відображає сучасний стан справ, коли широко доступні універсальні мікропроцесори, що дійсно включають у себе всі ці блоки, а іноді і інтерфейс зв'язку з персональним комп'ютером. Прикладом такого мікропроцесора може служити сімейство мікроконтролерів PICmicro® PIC 16C77x (виробник Microchip), оснащений 8-канальним 12-тирозрядним АЦП і вбудованим модулем універсального синхронно-асинхронного приймача-передавача (USART) [11]. Структурна схема вимірювального каналу системи, побудованої на подібному мікроконтролері, приведена на рис 2.



**Рис .2.** Структурна схема і-го вимірювального каналу

Як правило, реальні прилади з достатнім ступенем точності є лінійними, і тоді спектр вихідного сигналу  $y(t)$  вимірювального каналу можна представити:

$$Y(f) = G_{ИК}(f) \cdot X(f) = G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f) \cdot X(f), \quad (2)$$

де  $X(f)$  – спектр вхідного сигналу  $x(t)$ ,  $G_{д}(f)$ ,  $G_{пс}(f)$ ,  $G_{мпм}(f)$ ,  $G_{ИК}(f)$  – частотна характеристика датчика, перетворювача сигналу і мікропроцесорного модуля і усього вимірювального каналу відповідно. Звідси випливає, що частотна характеристика вимірювального каналу:

$$G_{ИК}(f) = G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f), \quad (3)$$

а після перетворення Лапласа співвідношення зображень вхідного і вихідного сигналу описуються відомою формулою:

$$Y(p) = G_{ИК}(p) \cdot X(p), \quad (4)$$

де  $G_{ИК}(p)$  – передатна функція ланцюга вимірювального каналу.

Із (1), (2), (3), (4) і рис. 2 випливає, що для усунення систематичної погрішності, зв'язаної з АФЧХ вимірювального каналу, у систему для кожного вимірювального каналу необхідно ввести коригувальну ланку з передатною характеристикою:

$$G_{к}(p) = \frac{1}{G_{ИК}(p)}. \quad (5)$$

Схемотехнічно створення ланки вимірювального каналу з довільною передатною характеристикою зв'язано зі значними труднощами [4,5]. Однак персональний комп'ютер, що входить до складу ІВС дозволяє скористатися значними обчислювальними можливостями для рішення цієї задачі за допомогою методів цифрової обробки сигналів (ЦОС). Дійсно, у залишковому підсумку задача зводиться до обробки вихідного сигналу вимірювального каналу за допомогою ланки з довільною частотною характеристикою  $G_{к}(f)$ , тобто до фільтрації цифровим фільтром з частотною характеристикою виду:

$$G_{к}(f) = \frac{1}{G_{ИК}(f)} = \frac{1}{G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f)}, \quad (6)$$

тоді з (1) і (5), спектр відновленого в такий спосіб сигналу буде дорівнює:

$$Y_{восст}(f) = Y(f) \cdot G_{к}(f) = \frac{Y(f)}{G_{ИК}(f)} = \frac{Y(f)}{G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f)}, \quad (7)$$

а з (2), (6) і (7) випливає:

$$Y_{восст}(f) = \frac{G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f) \cdot X(f)}{G_{д}(f) \cdot G_{пс}(f) \cdot G_{мпм}(f)} = X(f). \quad (10)$$

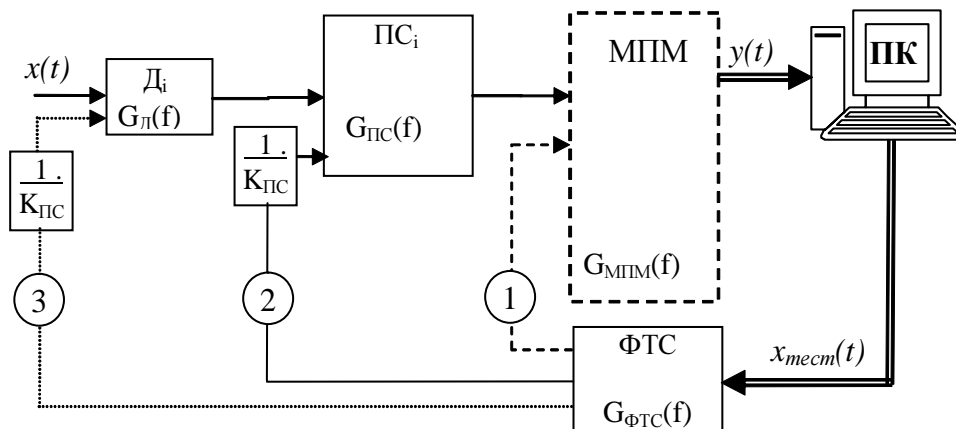
Це значить, що після відновлення в ПК буде отримано сигнал, позбавлений систематичної похибки, зв'язаної з АФЧХ усіх ланок вимірювального каналу. Крім того, спектр відновленого сигналу буде містити всі частотні складові, котрі не минулого подавлені фільтром відновленого сигналу до рівня, нерозрізненого АЦП мікропроцесорного модуля. Тому після процедури відновлення сигналу необхідно провести фільтрацію цифровим фільтром такого типу і порядку, що забезпечить найкраще виділення корисної смуги сигналу без перекручувань його форми. При цьому варто враховувати, що порядок застосовуваного цифрового фільтра обмежується тільки необхідної для його реалізації обчислювальної потужністю ПК, а фазові перекручування, властиві ряду цифрових фільтрів можуть бути усунуті процедурою повторної зустрічної фільтрації [4,5].

Для успішної реалізації такого алгоритму відновлення необхідно до початку вимірів знати передатні функції ланок вимірювального каналу [12]. Можливі два способи одержання цих передатних характеристик:

- за допомогою спеціальних програмних засобів моделювання роботи принципових схем кожної ланки, і
- прямими вимірами в лабораторних умовах.

У першому випадку ефективність процедури відновлення буде залежати від точності моделі і можливостей програмного продукту. В другому істотним недоліком є необхідність прибігати до специфічного лабораторного устаткування щораз при зміні складу вимірюваних параметрів. Крім того, обидва ці методи забезпечують однократне одержання передатних функцій ланок, що не дозволяє враховувати тимчасові зміни в характеристиках каналів, що мають місце при старінні компонентів електронних чи схем зміні зовнішніх умов експлуатації (температури, вологості, тиску і т.д.).

На підставі проведених досліджень пропонується наступна структурна схема універсальної мультисигнальної медикодіагностичної інформаційно-вимірювальної системи (ІВС) (мал. 3).



**Рис 3.** Структурна схема вимірювального каналу універсальної мультисигнальної ІВС.

Для контролю передатних характеристик ланок вимірювального каналу скористаємося співвідношенням (4). Сформувавши за допомогою ПК деякий тестовий сигнал  $x_{\text{тест}}(t)$ , смуга спектра якого збігається з частотною смугою корисного сигналу, подамо його через формувач тестового сигналу (ФТС) на вхід ланки, чия передатна характеристика нас цікавить. Потім по спектру отриманого вихідного  $Y(f)$  і відомому спектру тестового  $X_{\text{тест}}(t)$  сигналів визначимо частотну характеристику ділянки вимірювального каналу і ланки ФТС:

$$\frac{Y(f)}{X_{\text{тест}}(f)} = G_{\text{ФТС}}(f) \cdot G_{\text{МІМ}}(f)$$

Оскільки ПС звичайно містить підсилювач з коефіцієнтом підсилення в смузі пропускання  $K_{\text{ПС}}$ , то перед введенням у ПС тестового сигналу необхідно погодити його з динамічним діапазоном ПС, тобто обробити ланкою з передатною характеристикою  $1/K_{\text{ПС}}$ , у ролі якого може виступати відповідний дільник напруги:

$$\frac{Y(f)}{X_{\text{тест}}(f)} = G_{\text{ФТС}}(f) \cdot G_{\text{МПМ}}(f) \cdot G_{\text{ПС}_i}(f) \cdot \frac{1}{K_{\text{ПС}_i}}.$$

У випадку, коли вимірювана фізична величина - напруга (наприклад у кардіографії) одержимо:

$$\frac{Y(f)}{X_{\text{тест}}(f)} = G_{\text{ФТС}}(f) \cdot G_{\text{МПМ}}(f) \cdot G_{\text{ПС}_i}(f) \cdot \frac{1}{K_{\text{ПС}_i}} \cdot G_{\text{Д}_i}(f) \quad (11)$$

Розділивши отриману функцію (11) на відомі  $G_{\text{ФТС}}(f)$  і  $1/K_{\text{ПС}_i}$ , одержимо частотну характеристику всього вимірювального каналу.

#### Висновки.

1. Постійний контроль за передатною функцією вимірювального каналу за допомогою запропонованої структурної схеми дозволяє не тільки уникнути перекручувань зв'язаних із власними АФЧХ перетворювачів сигналів окремих вимірювальних каналів, але і разом із процедурою апостеріорного відбудови-фільтрації сигналу стандартизує умови виміру, забезпечуючи, таким чином, можливість одержання стабільних, відтворюваних результатів виміру фізичних параметрів об'єкта.

2. Запропонована структура ІВС дає можливість гнучко змінювати склад вимірюваних системою величин і, адекватно зіставляючи результати вимірів, вирішувати задачу комплексного моніторингу стану контрольованого об'єкта чи процесу.

3. Разработанная методика построения структуры ІВС позволяет при разработке преобразователей измерительного сигнала для дополнительно вводимых в систему датчиков избегать поиска компромисса между качеством АЧХ фильтра и фазовыми искажениями сигнала, поскольку нелинейность ФЧХ компенсируется процедурой апостеріорного цифровой восстанавливающей фильтрации.

Розроблена методика побудови структури ІВС дозволяє при розробці перетворювачів вимірювального сигналу для датчиків, що вводяться в систему додатково, уникати пошуку компромісу між якістю АЧХ фільтра і фазових перекручувань сигналу, оскільки нелінійність ФЧХ компенсується процедурою апостеріорної цифрової фільтрації-відновлення.

#### Бібліографічний список

1. Болтон У. Карманный справочник инженера метролога. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2002. – 384 с.
2. Гутников В.С. Фильтрация измерительных сигналов. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990 г. – 192 с.
3. Беляев К.Р., Морозов А.А. Коррекция фазовых искажений и обработка биомедицинских сигналов. Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 1993. № 4. с.40-53
4. Цифровая обработка сигналов: Опыт использования персональных ЭВМ / А.А. Иванько, В.И. Гордиенко, В.М. Соловьев, Я.А. Иванько.К.: Тэхніка, 1990 г. – 160 с.
5. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов – СПб.: Питер, 2003 г – 604 с.
6. Приборы для измерения биоэлектрических потенциалов сердца. Общие технические требования и методы испытаний. ГОСТ 19687–94. – М.: Издательство стандартов. – 1994 – 19 с.
7. Robinson E.A. Multichannel time series analysis with digital computer programs. - Holden-Day, San Francisco. – 1967. – 298 p.
8. Gustavsson I. Survey of application of identification in chemical and physical processes. // Automatica. – 1975. – V.11. – P.3-25.
9. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователей. – М.: Наука, 1991. – 432 с.
10. Денда В. Шум как источник информации. – М.: Мир, 1993. – 192 с.
11. Предко М. Справочник по ПС-микроконтроллерам: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2002; ООО Издательский дом «Додэка-XXI», 2002 г., 512 с.
12. Василенко Г.И. Теория восстановления сигналов: О редукиции к идеальному прибору в физике и технике. – М.: Сов. радио, 1979 г., 260 с.
13. W. Smith The scientist and engineer's guide to digital signal processing. – California Technical Publishing, 1997. – 420 p.