

МЕТОДИ І ЗАСОБИ АВТОМАТИЧНОГО ВИРІВНЮВАННЯ АМПЛІТУД ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ ВИМІРЮВАННЯ МАЛИХ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ

<https://doi.org/10.23939/amm2020.01.001>

© Бучма І. М., 2020

В статті розглянуто автоматичний вирівнювач амплітуд гармонічних сигналів на основі керованого дільника напруги, проведено його комп’ютерне моделювання. Оцінено похибки вирівнювання амплітуд сигналів. Вказано на можливі шляхи покращення метрологічних характеристик вирівнювача.

Ключові слова: вирівнювання амплітуд, дільник напруги, керований дільник напруги, керовані опори, автоматичне вирівнювання амплітуд.

The article considers the automatic amplitude equalizer of harmonic signals based on a controlled voltage divider, its computer modeling. The errors of signal amplitude alignment are estimated. Possible ways to improve the metrological characteristics of the equalizer are indicated.

Key words: amplitude equalization, voltage divider, controlled voltage divider, controlled resistors, , automatic amplitude equalization.

Вступ

При вимірюванні малих фазових зсувів між гармонічними сигналами для зменшення адитивної похибки приходиться вирівнювати їх амплітуди. Такі вимірювання малих фазових зсувів служать основою створення низькочастотних геофізичних електророзвідувальних засобів корисних копалин та пошукових засобів для виявлення провідних локальних тіл з діамагнітними та феромагнітними властивостями у водному середовищі та в земній корі. Зменшення адитивної похибки збільшує глибинність досліджень та пошуків. В сучасних геофізичних та пошукових рухомих та нерухомих системах з цією метою використовують ручне періодичне калібрування вимірювального тракту. Таку ручне калібрування приходиться проводити через кожні 10÷20 хвилин. Це значно зменшує продуктивність роботи систем, особливо рухомих, встановлених на літальних апаратах, а в деяких випадках навіть може бути недопустимим. Серед методів зменшення адитивної похибки та підвищення чутливості вимірювання малих фазових зсувів широко використовують сумо-різницеві методи. Їх поділяють на дві групи: амплітудно незалежні та амплітудно залежні. Амплітудно незалежні здебільшого є складними в реалізації, а амплітудно залежні вимагають застосування методів зменшення впливу амплітуди.

В останніх методах на частотах вище 10 Гц найкращі результати отримують при перетворенні різниці фаз у різницю амплітуд з наступним формуванням амплітудно-фазомодульованого коливання та вимірюванням коефіцієнту амплітудної модуляції [1].

На частотах менших 10 Гц останній метод не дає бажаних результатів, оскільки частота модуляції має бути меншою ніж 10 Гц. Тоді вимірювання коефіцієнту амплітудної модуляції з високою точністю унеможлиблюється через інтенсивний вплив фліккер-шумів [2].

Тому на частотах сигналів менших ніж 10 Гц застосовують комутацію сигналів з частотою набагато більшою 10 Гц. Спектр такого сигналу складається з гармоніки частотою вхідних сигналів, амплітуда якої дорівнює півсумі амплітуд цих сигналів та балансно-модульованого коливання, амплітуда якого при рівних амплітудах вхідних сигналів, пропорційна фазовому зсуву. Нерівність амплітуд порівнюваних сигналів є джерелом похибки [3].

Вимірювання малих фазових зсувів широко використовується на практиці. Зокрема, в наземних та аеро- електророзвідувальних системах корисних копалин поліметалічних руд [4]. Останні дослідження показали, що рухомі системи такого типу можуть використовуватися і для розвідки покладів руд з магнітними властивостями, що залягають на глибинах у сотні метрів. Ці ж системи придатні для глибинних виявлень локальних тіл з феромагнітними властивостями в таких середовища як вода та земля. Системи, що працюють за подібним принципом, здатні виявляти локальні тіла з феромагнітними властивостями в зоні автомобільного шляхопроводу та залізничного полотна [5,6].

Огляд літературних джерел

В роботі [7] отримано вирази адитивних похибок для кількох різних виразів, що описують алгоритми вимірювання фазового зсуву між гармонічними сигналами. На підставі цих виразів отримано графіки залежностей адитивної похибки від нерівності амплітуд сигналів. Для найкращого варіанту алгоритму залежність адитивної похибки від нерівності амплітуд наведена на рис.1.

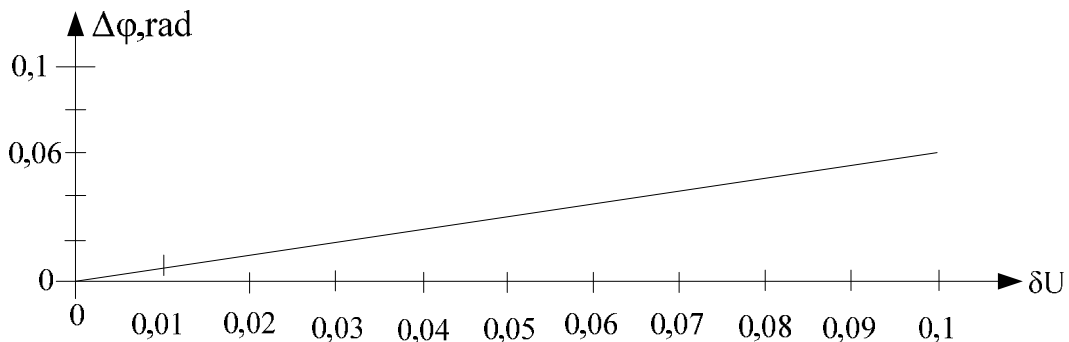


Рис.1. Залежність адитивної складової похибки вимірювання фазового зсуву від нерівності амплітуд сигналів

З рис. 1 видно, що адитивна складова похибки від нерівності амплітуд прямує до нуля, коли амплітуди сигналів вирівнюються між собою. Якщо є залишкова нерівність амплітуд вхідних сигналів, то вона й визначає відповідну складову адитивної похибки. Як видно з рис.1 абсолютна адитивна похибка вимірювання фазового зсуву в рад складає 0,6 від відносної нерівності амплітуд вхідних сигналів. Так, для прикладу, якщо $\delta U = 0,001$, то адитивна похибка складе $D_j = 0,06 \delta U \text{ rad}$. Це приблизно 12 кутових секунд. В електророзвідувальних системах інколи необхідно забезпечити похибку як мінімум у 3÷4 рази меншу, тобто 3÷4 кутових секунди.

Узагальнена структурна схема вимірювача, яка дозволяє зменшити вплив нерівності амплітуд на результат вимірювання фазового зсуву подана на рис.2.

Тут $u_{\text{вх}1}(t)$, $u_{\text{вх}2}(t)$ відповідно перший та другий вхідні гармонічні сигнали; $u_1(t)$, $u_2(t)$ відповідно перший та другий вихідні сигнали, що пройшли операцію вирівнювання; СВА – схема вирівнювання амплітуд; СВФЗ – схема вимірювання фазового зсуву; Д – дисплей.

Відомо кілька варіантів структурних схем СВА [8,9]. Ці схеми не є докладно досліджені. Попереднє комп'ютерне моделювання їх роботи показало, що вони складні в реалізації. Тому

досліджити їх метрологічні характеристики не вдалося, оскільки не вдалося досягти самого вирівнювання амплітуд.

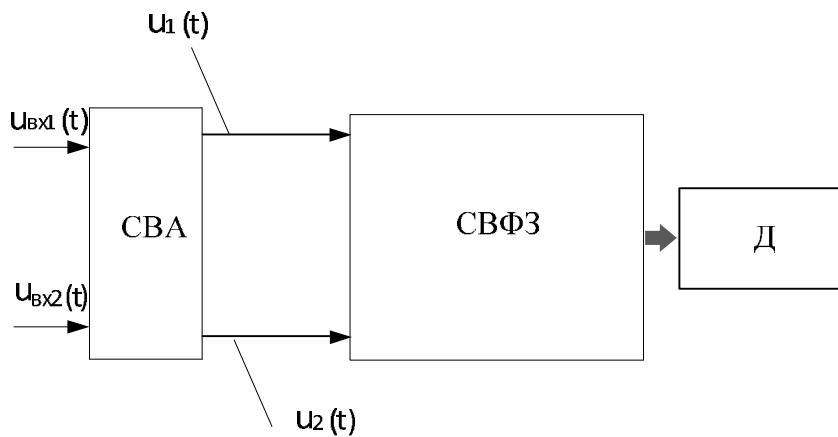


Рис.2. Узагальнена структурна схема вимірювача фазового зсуву

Мета і задачі статті

Метою статті є розроблення СВА, простого в реалізації, та дослідження його метрологічних характеристик в статичному режимі.

Для цього необхідно створити структурну схему СВА, використавши як основний елемент керований діляк напруги. Тому однією з важливих задач, яку необхідно розв'язати, це вибір і дослідження параметрів елемента, який буде виконувати роль резистора, керованого напругою.

Виклад основного матеріалу

Внаслідок проведених пошуків була запропонована схема СВА, яку було промодельовано в комп'ютерному пакеті PROTEUS. Структурна схема такого СВА подана на рис.3.

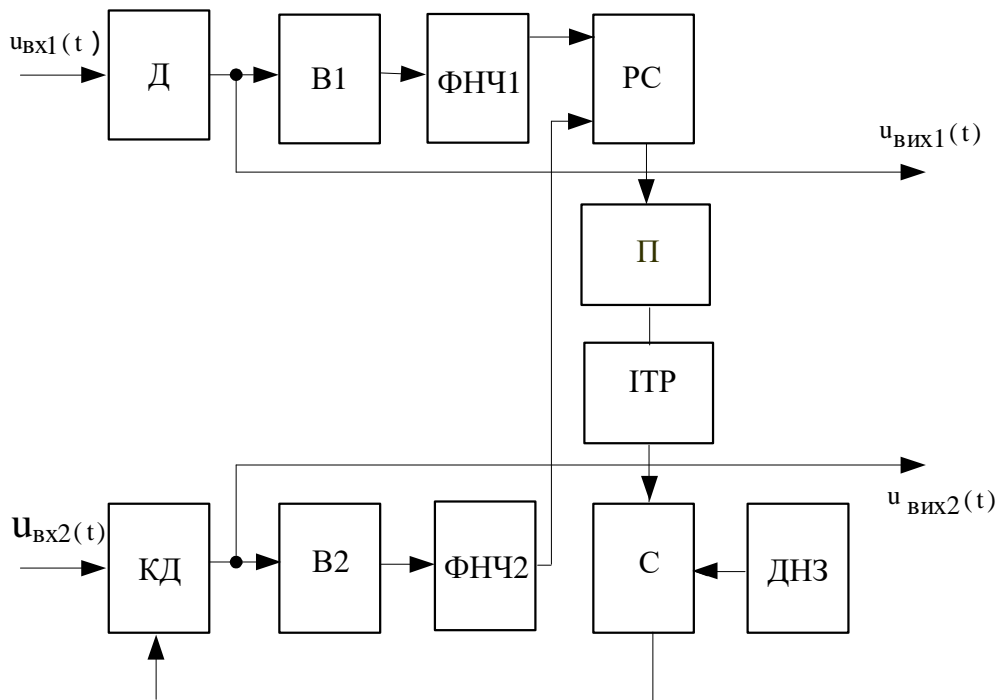


Рис.3. Структурна схема запропонованого СВА

Тут Д – дільник напруги; КД – керований дільник напруги; В1, В2 – відповідно перший та другий випрямлячі; ФНЧ1, ФНЧ2 – відповідно перший та другий випрямлячі; РС – різницева схема; П – підсилювач; ІТР – інтегратор; С – суматор; ДНЗ – джерело напруги зміщення; $u_{вх1}(t)$, $u_{вх2}(t)$ - відповідно перший та другий вхідні сигнали; $u_{вих1}(t)$, $u_{вих2}(t)$ - відповідно перший та другий вихідні сигнали, амплітуди яких пройшли операцію вирівнювання.

До СВА поставлена вимога, щоб початкові фази сигналів після операції вирівнювання не змінилися. Тому на шляху проходження сигналів в СВА не повинно бути реактивних елементів.

Розглянемо роботу СВА.

Вхідні сигнали $u_{вх1}(t)$ та $u_{вх2}(t)$ поступають відповідно на сигнальні входи дільника напруги Д та керованого дільника напруги КД. З виходу дільника напруги Д сигнал поступає на вхід послідовно з'єднаних першого випрямляча В1 та першого фільтра нижніх частот ФНЧ1. З виходу ФНЧ1 сигнал постійної напруги подається на перший вхід різницевої схеми РС. З виходу керованого дільника напруги КД сигнал поступає на вхід послідовно з'єднаних другого випрямляча В2 та другого фільтра нижніх частот ФНЧ2. З виходу ФНЧ2 сигнал постійної напруги подається на другий вхід РС. З виходу РС сигнал поступає на вхід підсилювача П, а з його виходу на вхід інтегратора ІТР. З ІТР сигнал подається на вхід суматора С. На другий вхід С подається вихідна напруга від джерела напруги зміщення ДНЗ. З виходу С сума напруг поступає на керуючий вхід КД. Вихідні сигнали пристрою $u_{вих1}(t)$, $u_{вих2}(t)$, знімаються відповідно з виходів дільника напруги Д та керованого дільника напруги КД.

Вихідні сигнали відповідно Д та КД випрямляються відповідно В1 та В2. Першим та другим ФНЧ1 та ФНЧ2 з вихідних напруг першого та другого випрямлячів В1 та В2 виділяються постійні складові, пропорційні амплітудам сигналів. Напруга з виходу ФНЧ1 подається на перший вхід різницевої схеми РС. Напруга з виходу ФНЧ2 подається на другий вхід РС. Напруга з виходу РС поступає на підсилювач П, а з виходу підсилювача П на вхід інтегратора ІТР. З виходу ІТР сигнал подається на перший вхід суматора С. З виходу С постійна напруга подається на керуючий вхід керованого дільника напруги КД.

Якщо амплітуди сигналів на виходах дільника Д та керованого дільника напруги КД не рівні, то напруга, пропорційна цій різниці з виходу різницевої схеми РС підсилюється підсилювачем П, інтегрується інтегратором ІТР і після цього додається суматором С до вихідної напруги джерела напруги зміщення ДНЗ. Поступаючи на керуючий вхід керованого дільника напруги КД ця сумарна напруга змінює його коефіцієнт передачі так, що сприяє вирівнюванню амплітуд вихідних сигналів дільника напруги Д та керованого дільника напруги КД. Джерело напруги зміщення ДНЗ дозволяє вибрати робочу точку керованого дільника напруги КД на середині лінійного відрізка характеристики, забезпечуючи цим максимальний діапазон вирівнюваних різниць амплітуд, мінімальні нелінійні спотворення сигналу та похибку вирівнювання.

Як видно із сказаного, одним з основних елементів СВА є керований дільник напруги. Схема такого керованого дільника напруги на польовому уніполярному транзисторі з n-каналом подана на рис.4.

СВА складається з постійного резистора R та керованого напругою резистора, роль якого виконує уніполярний польовий транзистор Т. Для лінеаризації його характеристики ввімкнено два резистори R1 та R2 [10]. Для вибору значення резистора R було досліджено діапазон зміни опору керованого резистора, тобто польового транзистора, в залежності від напруги зміщення $u_{зм}$. При цьому опір транзистора визначався за формулою (1)

$$R_{TP} = \frac{R \cdot u_{ВНХ}}{u_{ВХ} - u_{ВНХ}} = \frac{u_{ВНХ}}{I_C} \quad (1)$$

де I_C – струм стока транзистора.

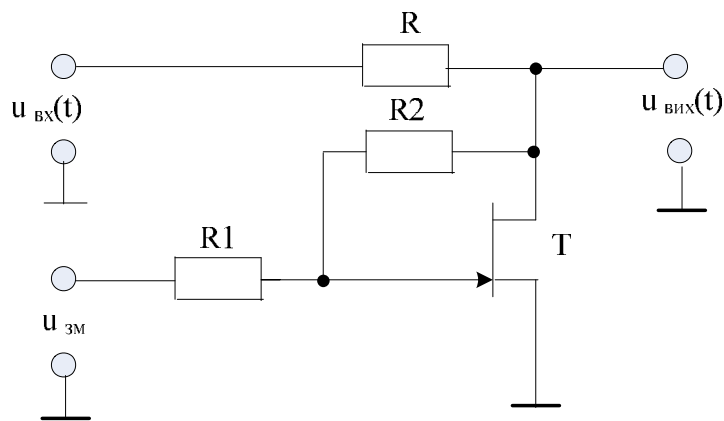


Рис.4. Керований дільник напруги на уніполярному польовому транзисторі з n-каналом

Опір транзистора визначався для різних значень напруги зміщення $u_{ЗМ}$. Результати розрахунків опору транзистора зведені в таблицю 1. При дослідженнях було прийнято наступні значення: резистор $R=300 \text{ Ом.}$; амплітуда входної напруги $U_m=2 \text{ В}$; частота входної напруги 3 Гц .

Таблиця 1

Результати визначення значень опору транзистора T при різних значеннях напруги зміщення $u_{ЗМ}$ на вході керованого дільника напруги

$U_{ВХ} \text{ (В)}$	$U_{ВІХ} \text{ (В)}$	$U_{ЗМ} \text{ (В)}$	$I_C \text{ (mA)}$	$R_{ТР} \text{ (Ом)}$
2	1,2	0	2,6	450
2	1,3	-1	2,3	557
2	1,4	-1,5	2,0	700
2	1,45	-2	1,9	752
2	1,6	-3	1,3	1200
2	1,7	-4	1,0	1700
2	1,8	-5	0,6	2700
2	1,82	-6	0,59	~2700

На основі даних таблиці 1 вибрано напругу зміщення на затворі уніполярного польового транзистора $U_{ЗМ}=-2,5 \text{ В}$.

Для визначення похибки вирівнювання амплітуд входних сигналів досліджувалася схема, подана на рис.5.

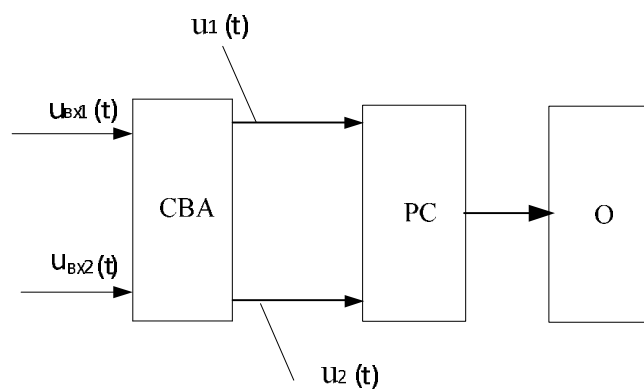


Рис. 5. Схема оцінки точності вирівнювання амплітуд СВА

На рис.5 подано СВА-схему вирівнювання амплітуд з позначеними вхідними та вихідними сигналами, РС-різницеву схему та О-осцилограф. Схема промодельована на комп'ютері в програмному пакеті PROTEUS. На вхід схеми подавалися синфазні гармонічні сигнали з рівними, а також різними амплітудами. Вихідні сигнали СВА поступали на вхід ідеальної різницевої схеми РС і осцилографом визначалося максимальне значення напруги на її виході, яке трактувалося як нерівність амплітуд вихідних сигналів СВА. Результати досліджень зведені в таблиці 2.

Таблиця 2

Результати дослідження СВА

Амплітуди вхідних сигналів СВА U_{BX1m} та U_{BX2m} (В)	Амплітуда вихідних сигналів СВА $U_{ВИХm}$ (В)	Максимальне значення напруги на виході РС ΔU_m (мВ)	Відносна похибка вирівнювання амплітуд сигналів δ_B % визначена за формулою $\delta_B = \frac{\Delta U_m}{U_{ВИХm}} \times 100\%$
$U_{BX1m}=2$ $U_{BX2m}=2,2$	1,6	6	~0,4
$U_{BX1m}=2$ $U_{BX2m}=2$	1,6	7	~0,4
$U_{BX1m}=2,2$ $U_{BX2m}=2$	1,6	-33	~-1,9
$U_{BX1m}=2,2$ $U_{BX2m}=2$	1,6	13	~0,8

Як видно з таблиці 2 найменша похибка при зміні амплітуд від 2 В на першому вході і до 2,2 В на другому вході. Причому немає симетрії при зміні від 2 В на другому вході до 2,2 В на першому вході. Це говорить про те, що не зовсім вірно вибрана напруга зміщення $U_{ЗМ}$ на затворі польового транзистора. Змінивши напругу зміщення на 0,1 В можна добитися симетрії.

Оцінка мінімальної адитивної фазової похибки від нерівності амплітуд сигналів на виході СВА обрховано з виразу (2)

$$Dj_{\min} = 0,06 \times dU = 0,06 \times 0,004 \approx 0,8 \quad (2)$$

кутової хвилини. Часто в системах електророзвідки вимагається, щоб ця похибка була на порядок меншою.

Треба відмітити, що вибраний підхід до оцінки похибки за максимальним значенням залишкової напруги на виході РС не зовсім правильний, тому що він не враховує впливу нелінійних спотворень, які обумовлені нелінійністю характеристики керованого опору, тобто уніполярного польового транзистора. Очевидно, що результати оцінки похибки були б кращими, якби на виході РС стояв фільтр нижених частот для виділення першої гармоніки. Тоді можна сподіватися на результат напевно у чотири рази кращий, тобто на 12 кутових секунд.

Ще кращі результати можна одержати, використавши в ролі керованого опору фоторезистор, характеристика якого є більш лінійною, а саме значення його опору може змінюватися в значно більшому діапазоні. Тобто, використовуючи фоторезистор можна сподіватися на вищу точність та значно вищий динамічний діапазон.

Висновки

Загалом, можна констатувати, що використання польового транзистора доказує працездатність запропонованої схеми СВА, хоч слід відзначити, що таке рішення не є найкращим. Очевидно, що нелінійність опору польового транзистора суттєво обмежує і динамічний діапазон змін амплітуд вхідних сигналів та точність вирівнювання амплітуд вихідних сигналів.

Покращити результати оцінки точності можна було б увімкненням селективного підсилювача на виході РС на рис.5. При цьому можна сподіватися, що оцінка мінімального значення похибки буде не гіршою ніж 0,1%.

В загальному кращі результати по точності та по динамічному діапазону напевно можна отримати, використавши в ролі керованого опору фоторезистор, В нього діапазон змін опору та лінійність характеристики набагато вищі ніж в польового транзистора.

Ще одне покращення можна отримати стосовно рівня амплітуд вхідних сигналів. Зменшення амплітуд вхідних сигналів погіршує роботу випрямлячів на виході обох дільників. Тому в цих випадках перед випрямлячами слід використати підсилювачі.

Список літератури

1. Мизюк Л.Я., Поджарый В.М., Проць Р.В. Измерение инвариантов магнитного поля при электроразведке. Киев : Наукова думка, 1976.-231с.
2. Бучма І.М. Засоби вимірювання індуктивної електророзвідки та вихрострумової діагностики. – Львів: Вид-во НУ “Львівська політехніка”, 2008.-294с
3. Ihor Buchma. Errors of Phase Shift Measuring by Algorithmic Sum-Difference Methods from Amplitudes Inequality and Their Reduction Methods. *Advances in Cyber-Physical Systems*, v. 1, nr 1, 2016.-P.23-30.
4. Аппаратура для аэрогеофизической разведки с магнитным и электромагнитным информационными каналами / А.А. Вакульский, Л.Я. Мизюк, Р.В. Проць, Ю.Ю. Сикачевский; Под ред. Л.Я. Мизюка.-К.: Наукова думка, 1985.-253 с.
5. Патент на корисну модель №118669 UA, Україна. МПК G01V 3/16 (2006.01) Пристрій для аероелектророзвідки/ Бучма І.М, Мельник А.О. (Україна). № заявки и 2017 12964, Заявл. 19.12.2016, Опубл. 28.08.2017. Бюл.№ 16, 2017.-7с.
6. Патент на корисну модель №134375 UA Україна, МПК G01V 3/16 (2006.01) Пристрій для виявлення локальних провідних тіл в зоні полотна щляхопроводу /Бучма І.М., (Україна).-№ Заявки: и201812744; Заявлено 21.12.2018; Опубл. 10.05.2019, Бюл. № 9, 2018.-7с.
7. Ihor Buchma. Measurement of Phase Shift between the harmonic signals using binary sampling. *Computer Printing Technologies*, v.1, Nr 37, 2017.-P.78-91.
8. Патент на корисну модель № 122044 UA, Україна. МПК G01R 19/10 (2006.01). Пристрій для вирівнювання амплітуд гармонічних сигналів/Бучма І.М., Вуйда П.В. (Україна). № Заявки: и 201706540, Заявлено 26.06.2017, Опубл. 26.12.2017, Бюл. № 24, 3с.
9. Патент на корисну модель №133216 UA, Україна. МПК G01R 25/00, (2019.01). Пристрій для вимірювання фазового зсуву/ Бучма І.М, Федюшко П.І. (Україна). № заявки и 2019 10709, Заявл. 29.10.2018, Опубл. 25.03.2019. Бюл.№ 6, 2019.-9с.
10. U. Tietze, Ch. Schenk. *Układy półprzewodnikowe*. *Wydawnictwo Naukowo-Techniczne*, Warszawa.-1996. 1015 str.

Reference

1. Mizyuk L.Ya., Podzharyiy V.M., Prots R.V. *Izmerenie invariantov magnitnogo polya pri elektrorazvedke*. Kiev : Naukova dumka, 1976.- 231 s.
2. Buchma I.M. *Zasoby vymiriuvannia induktyvnoi elektrorozvidky ta vykhrostrumovoi diahnostryky*. –Lviv: Vyd-vo NU “Lvivska politekhnika”, 2008.- 294 s.
3. Ihor Buchma. *Errors of Phase Shift Measuring by Algorithmic Sum-Difference Methods from Amplitudes Inequality and Their Reduction Methods*. *Advances in Cyber-Physical Systems*, v. 1, nr 1, 2016.- p. 23-30. <https://doi.org/10.23939/acps2016.01.031>
4. . *Apparatura dlya aergeofizicheskoy razvedki s magnitnyim i elektromagnitnyim informatsionnyimi kanalami* / А.А. Vakul'skiy, L.Ya. Mizyuk, R.V. Prots, Yu.Yu. Sikachevskiy; Pod red. L.Ya. Mizyuka.-К.: Naukova dumka, 1985.- 253 s.
5. *Patent na korysnu model №118669 UA, Ukraina. MPK G01V 3/16 (2006.01) Prystrii dlia aeroelektorozvidky/ Buchma I.M, Melnyk A.O. (Ukraina). № zaiavky u 2017 12964, Zaiavl. 19.12.2016, Opubl. 28.08.2017. Biul. № 16, 2017.- 7 s.*

6. Patent na korysnu model №134375 UA Ukraina, MPK G01V 3/16 (2006.01) Prystrii dlia vyivlennia lokalnykh providnykh til v zoni polotna shchliakhoprovodu / Buchma I.M., (Ukraina).-№ Zaiavky: u201812744; Zaiavleno 21.12.2018; Opubl. 10.05.2019, Biul. № 9, 2018.- 7 s.

7. Ihor Buchma. Measurement of Phase Shift between the harmonic signals using binary sampling. Computer Printing Technologies, v.1, Nr 37, 2017.- p. 78-91.

8. Patent na korysnu model № 122044 UA, Ukraina. MPK G01R 19/10 (2006.01). Prystrii dlia vyrivniuvannia amplitud harmonichnykh syhnaliv / Buchma I.M., Vuida P.V. (Ukraina). № Zaiavky: u 201706540, Zaiavleno 26.06.2017, Opubl. 26.12.2017, Biul. № 24, 2017.- 3 s.

9. Patent na korysnu model №133216 UA, Ukraina. MPK G01R 25/00, (2019.01). Prystrii dlia vymiriuvannia fazovohoho zshuvu / Buchma I.M, Fediushko P.I. (Ukraina). № zaiavky u 2019 10709, Zaiavl. 29.10.2018, Opubl. 25.03.2019. Biul. № 6, 2019.- 9 s.

10. U. Tietze, Ch. Schenk. Układy półprzewodnikowe. Wydawnictwo Naukowo-Techniczne, Warszawa.-1996. 1015 s.