№ 1(2), 2020

УДК 621.317.77 (088.8)

I. М. Бучма

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра комп'ютеризованих систем автоматики

# 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

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

Під час вимірювання малих фазових зсувів між гармонічними сигналами для зменшення адитивної похибки доводиться вирівнювати їх амплітуди. Такі вимірювання малих фазових зсувів слугують основою створення низькочастотних геофізичних електророзвідувальних засобів корисних копалин та пошукових засобів для виявлення провідних локальних тіл із діамагнітними та феромагнітними властивостями у водному середовищі та в земній корі. Зменшення адитивної похибки збільшує глибинність досліджень та пошуків. У сучасних геофізичних та пошукових рухомих та нерухомих системах з цією метою використовують ручне періодичне калібрування вимірювального тракту. Таке ручне калібрування доводиться 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 вимагають застосування методів зменшення впливу амплітуди.

В останніх методах на частотах, вищих за 10 Гц, найкращі результати отримують при перетворенні різниці фаз на різницю амплітуд із подальшим формуванням амплітудно-фазомодульованого коливання та вимірювання коефіцієнта амплітудної модуляції [1].

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

Тому на частотах сигналів, менших ніж 10 Гц, застосовують комутацію сигналів із частотою набагато більшою за 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 до фазового зсуву. Нерівність амплітуд порівнюєваних сигналів є джерелом похибки [3].

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

## Огляд літературних джерел

У 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 варіанта алгоритму залежність адитивної похибки від нерівності амплітуд наведено на рис. 1.



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

На 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 на рис. 1, абсолютна адитивна похибка вимірювання фазового зсуву в гаd становить 0,6 від відносної нерівності амплітуд вхідних сигналів. Так, наприклад, якщо  $\delta U$ =0,001, то адитивна похибка становить  $\Delta \varphi = 0,06 \cdot \delta U$  гаd – це приблизно 12 кутових секунд. В електророзвідувальних системах інколи необхідно забезпечити похибку як мінімум у 3–4 рази меншу, тобто 3–4 кутові секунди.

Узагальнену структурну схему вимірювача, яка дає змогу зменшити вплив нерівності амплітуд на результат вимірювання фазового зсуву, подано на рис. 2.

Тут  $u_{ex1}(t)$ ,  $u_{ex2}(t)$  відповідно перший та другий вхідні гармонічні сигнали;  $u_1(t)$ ,  $u_2(t)$  відповідно перший та другий вихідні сигнали, що пройшли операцію вирівнювання; CBA – схема вирівнювання амплітуд; CBФ3 – 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 дослідити 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 CBA, простого в реалізації, та дослідження його метрологічних характеристик у статичному режимі.

Для цього необхідно створити структурну схему CBA, використавши як основний елемент керований дільник напруги. Тому одна з важливих задач, яку необхідно розв'язати, – це вибір і дослідження параметрів елемента, який виконуватиме роль резистора, керованого напругою.

# Виклад основного матеріалу

Внаслідок проведених пошуків була запропонована схема CBA, яку було промодельовано в комп'ютерному пакеті PROTEUS. Структурну схему такого CBA подано на рис. 3.



Рис. 3. Структурна схема запропонованого СВА

## Бучма І. М.

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;  $u_{ex1}(t)$ ,  $u_{ex2}(t)$  – відповідно перший та другий вхідні сигнали;  $u_{eux1}(t)$ ,  $u_{eux2}(t)$  – відповідно перший та другий вхідні сигнали;  $u_{eux1}(t)$ ,  $u_{eux2}(t)$  – відповідно перший та другий випрямлячі.

До CBA поставлено вимогу, щоб початкові фази сигналів після операції вирівнювання не змінилися. Тому на шляху проходження сигналів в CBA не повинно бути реактивних елементів.

Розглянемо роботу СВА.

Вхідні сигнали  $u_{ex1}(t)$  та  $u_{ex2}(t)$  надходять відповідно на сигнальні входи дільника напруги Д та керованого дільника напруги КД. З виходу дільника напруги Д сигнал надходить 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 надходить 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 надходить на вхід підсилювача П, а з його виходу – на вхід інтегратора ITP. З ITP сигнал подається на вхід суматора С. На другий вхід С подається вихідна напруга від джерела напруги зміщення ДЗН. З виходу С сума напруг надходить на керуючий вхід КД. Вихідні сигнали пристрою  $u_{eux1}(t)$   $u_{eux2}(t)$  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 до амплітуд 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 надходить на підсилювач П, а з виходу підсилювача П – на вхід інтегратора ITP. З виходу ITP 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 однакові, то напруга, пропорційна до цієї різниці з виходу різницевої схеми РС підсилюється підсилювачем П, інтегрується інтегратором ITP 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 передавання так, що сприяє вирівнюванню амплітуд вихідних сигналів дільника напруги Д та керованого дільника напруги КД. Джерело напруги зміщення ДНЗ дає змогу вибрати робочу точку керованого дільника напруги КД на середині лінійного відрізку характеристики, забезпечуючи цим максимальний діапазон вирівнювання.

Отже, одним з основних елементів СВА є керований дільник напруги. Схему такого керованого дільника напруги на польовому уніполярному транзисторі з n-каналом подано на рис. 4.

СВА складається з постійного резистора R та керованого напругою резистора, роль якого виконує уніполярний польовий транзистор T, Для лінеаризації його характеристики ввімкнено два резистори R1 та R2 [10]. Для вибору значення резистора R було досліджео діапазон зміни опору керованого резистора, тобто польового транзистора, залежно від напруги зміщення  $u_{3M}$ . При цьому опір транзистора визначався за формулою (1)

$$R_{TP} = \frac{R \cdot u_{BHX}}{u_{BX} - u_{BHX}} = \frac{u_{BHX}}{I_C},$$
(1)

де  $I_C$  – струм стока транзистора.



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

Опір транзистора визначався для різних значень напруги зміщення изм. Результати розрахунків опору транзистора зведено в табл. 1. У дослідженнях було прийнято такі значення: резистор *R*=300 Ом; амплітуда вхідної напруги *U<sub>m</sub>* =2 В; частота вхідної напруги 3 Гц.

Таблиця 1

за різних значень напруги зміщення $u_{3M}$ на вході керованого дільника напруги $U_{BX}(B)$ $U_{BHX}(B)$ $U_{3M}(B)$ $I_C$ (mA) $R_{TP}(O_M)$					
$U_{BX}(\mathbf{B})$	$U_{BUX}(\mathbf{B})$	$U_{3M}\left(\mathbf{B}\right)$	$I_C$ (mA)	$R_{TP}(Oм)$	
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	

Результати визначення значень опору транзистора Т

На основі даних табл. 1 вибрано напругу зміщення на затворі уніполярного польового транзистора  $U_{3M}$  = -2,5 В.

Для визначення похибки вирівнювання амплітуд вхідних сигналів досліджували схему, подану на рис. 5.



Рис. 5. Схема оцінювання точності вирівнювання амплітуд СВА

## Бучма І. М.

На рис. 5 подано CBA-схему вирівнювання амплітуд із позначеними вхідними та вихідними сигналами, PC-різницеву схему та О-осцилограф. Схему промодельовано на комп'ютері в програмному пакеті PROTEUS. На вхід схеми подавали синфазні гармонічні сигнали із однаковими, а також різними амплітудами. Вихідні сигнали CBA надходили на вхід ідеальної різницевої схеми PC і осцилографом визначалося максимальне значення напруги на її виході, яке трактувалося як нерівність амплітуд вихідних сигналів CBA. Результати досліджень зведено в табл. 2.

Таблиця 2

			Відносна похибка
			вирівнювання амплітуд
Амплітуди вхідних	Амплітуда вихідних	Максимальне значення	сигналів б <sub>в</sub> ,
сигналів СВА U <sub>BX1m</sub> та	сигналів СВА <i>U</i> <sub>ВИХт</sub>	напруги на виході РС	%,
$U_{BX2m}$	(B)	$\Delta U_m$	визначена за формулою
(B)		(мВ)	$\delta_B = \frac{\Delta U_m}{U_{BUXm}} \cdot 100 \%$
$U_{BXIm}=2$	1,6	6	~0,4
$U_{BX2m}=2,2$			
$U_{BXIm}=2$	1,6	7	~0,4
$U_{BX2m}=2$			
$U_{BXIm}=2,2$	1,6	-33	~-1,9
$U_{BX2m}=2$			
$U_{BXIm}=2,2$	1,6	13	~0,8
$U_{BX2m}=2$			

## Результати дослідження СВА

Як видно з табл. 2, найменшою є похибка із зміною амплітуд від 2 В на першому вході і до 2,2 В на другому вході. Причому немає симетрії із зміною від 2 В на другому вході до 2,2 В на першому вході. Це говорить про те, що не зовсім правильно вибрано напругу зміщення  $U_{3M}$  на затворі польового транзистора. Змінивши напругу зміщення на 0,1 В, можна досягти симетрії.

Оцінку мінімальної адитивної фазової похибки від нерівності амплітуд сигналів на виході СВА визначено за виразом (2)

$$\Delta \varphi_{\min} = 0.06 \cdot \delta U = 0.06 \cdot 0.004 \approx 0.8$$
<sup>(2)</sup>

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

Вибраний підхід до оцінювання похибки за максимальним значенням залишкової напруги на виході PC не зовсім правильний, тому що у ньому не враховано впливу нелінійних спотворень, які зумовлені нелінійністю характеристики керованого опору, тобто уніполярного польового транзистора. Очевидно, що результати оцінювання похибки були б кращими, якби на виході PC стояв фільтр нижніх 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 як керований опір 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 зазначити, 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 %.

Загалом кращі результати за точністю та динамічним діапазоном напевно можна отримати, використавши в ролі керованого опору фоторезистор. У нього діапазон змін опору та лінійність характеристики набагато вищі ніж у 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. К.: Наукова думка, 1976. 231 с.

2. Бучма І. М. Засоби вимірювання індуктивної електророзвідки та вихрострумової діагностики. – Львів: Вид-во Нац. ун-ту "Львівська політехніка", 2008. 294 с

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, vol. 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. – 7 с.

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. 7 с.

7. Ihor Buchma. Measurement of Phase Shift between the harmonic signals using binary sampling.Computer Printing Technologies, vol.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, 3 с.

9. Патент на корисну модель № 133216 UA, Україна. МПК G01R 25/00, (2019.01). Пристрій для вимірювання фазовогого зсуву/ Бучма І.М, Федюшко П.І. (Україна). № заявки и 2019 10709, Заявл. 29.10.2018, Опубл. 25.03.2019. Бюл. № 6, 2019. 9 с.

10. U. Tietze, Ch. Schenk. Układy półprzewodnikowe.Wedawnictwo Naukowo-Techniczne,Warszawa.-1996. 1015 str.

#### Reference

1. Mizyuk L. Ya., Podzharyiy V. M., Prots R. V. Izmerenie invariantov magnitnogo polya pri elektrorazvedke. K.: Naukova dumka, 1976. 231 s.

2. Buchma I. M. Zasoby vymiriuvannia induktyvnoi elektrorozvidky ta vykhrostrumovoi diahnostyky. 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, vol. 1, nr 1, 2016. P. 23–30. https://doi.org/10.23939/acps2016.01.031

4. Apparatura dlya aerogeofizicheskoy razvedki s magnitnyim i elektromagnitnyim informatsionnyimi kanalami / A. A. Vakulskiy, L. Ya. Mizyuk, R. V. Prots, Yu. Yu. Sikachevskiy; Pod red. L. Ya. Mizyuka. K.: Naukova dumka, 1985. 253 s.

#### Бучма І. М.

5. Patent na korysnu model No. 118669 UA, Ukraina. MPK G01V 3/16 (2006.01) Prystrii dlia aeroelektrorozvidky / Buchma I. M, Melnyk A. O. (Ukraina). No. zaiavky u 2017 12964, Zaiavl. 19.12.2016, Opubl. 28.08.2017. Biul. No. 16, 2017. 7 s.

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

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

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

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

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