

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ**

СЛОБОДЯН ОЛЕКСАНДР ПЕТРОВИЧ



УДК 621.37 (043.3)

**СПЕКТРАЛЬНИЙ МЕТОД ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛІВ
У РАДІОТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ
НА ОСНОВІ МАГНІТООПТИЧНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА**

05.12.17 – Радіотехнічні та телевізійні системи

Автореферат
дисертації на здобуття наукового ступеня
кандидата технічних наук

Дисертацією є рукопис.

Роботу виконано на кафедрі авіоніки Національного авіаційного університету Міністерства освіти та науки України.

- Науковий керівник доктор технічних наук, професор
Сібрук Леонід Вікторович,
Національний авіаційний університет,
професор кафедри електроніки,
робототехніки, технологій
моніторингу та Інтернету речей
- Офіційні опоненти: академік НАПН України,
доктор технічних наук, професор
Зіньковський Юрій Францевич,
Національний технічний університет
України «КПІ ім. Ігоря Сікорського»,
професор кафедри радіоконструювання
та виробництва радіоапаратури;
- доктор технічних наук, професор
Чепіженко Валерій Іванович,
Міжрегіональна академія управління
персоналом, професор кафедри
комп'ютерних інформаційних систем
і технологій.

Захист відбудеться « 23 » вересня 2021 року о 16.00 годині на засіданні спеціалізованої вченої ради Д 26.062.08 Національного авіаційного університету за адресою: 03058, м. Київ, пр. Любомира Гузара, 1, корп. 1, ауд. 1.001.

З дисертацією можна ознайомитися у Науково-технічній бібліотеці Національного авіаційного університету за адресою: 03058, м. Київ, пр. Любомира Гузара, 1.

Автореферат розісланий « » серпня 2021 р.

Вчений секретар
спеціалізованої вченої ради Д 26.062.08
доктор технічних наук, професор



В. М. Шутко

ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА РОБОТИ

Актуальність теми. Розвиток радіотехнічних та телекомунікаційних засобів тісно пов'язаний зі швидкими темпами та масштабами зростання технологій, у першу чергу в сфері елементної бази. Також значне місце у вирішенні актуальних завдань чільне місце займає проблема розробки нових методів, на основі яких створюється широкий спектр пристроїв та систем сучасної радіоелектроніки. Однією із характерних особливостей в галузях науки і техніки наразі є створення пристроїв різних класів, у яких використовуються нелінійні ефекти.

Підвищений інтерес до нелінійних систем пояснюється перш за все їх значними потенційними можливостями для обробки і перетворення сигналів. Слід зазначити, що вивчення нелінійних явищ найзручніше проводити шляхом розробки відповідних моделей, а питання щодо створення нелінійних систем є перспективними з практичної точки зору. Очевидною є необхідність подальших досліджень у галузі проектування та розробки нелінійних електричних ланцюгів для радіотехнічних систем.

Усі радіотехнічні перетворення (модуляція, детектування, перетворення частоти або спектра тощо) здійснюються за допомогою нелінійних електричних кіл або лінійних кіл зі змінними параметрами (параметричних кіл).

Однак, згідно з результатами проведеного аналізу, операції, пов'язані з перетворенням спектра сигналів, вимірюванням та обробкою радіотехнічних сигналів, не є досконалими.

Отже, актуальним є проведення досліджень та розвитку методів, що дозволяють здійснювати операції спектрального перетворення сигналів, множення частоти, амплітуди сигналу, зсуву фази сигналу та вимірювання різниці фаз за допомогою магнітооптичного перетворювача (МОП) на основі ефекту Фарадея.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами

Дисертаційна робота відповідає основним науковим напрямкам розвитку науки і техніки України на період до 2021 року (відповідно до Закону України «Про пріоритетні напрями інноваційної діяльності в Україні», постанов Кабінету Міністрів України № 294 від 12.03.2012 р., № 980 від 18.10.2017 р. «Про затвердження середньострокових пріоритетних напрямів інноваційної діяльності галузевого рівня на 2012–2016 та 2017–2021 роки).

Дисертація виконана в рамках наукових досліджень, що проводилися у науково-дослідних роботах, у яких здобувач брав участь як співвиконавець окремих розділів: НДР № 32/08.01.04 «Дослідження, обґрунтування та створення науково-методичного забезпечення підготовки фахівців з авіоніки в умовах реформування вищої школи», НДР № 93/22.01.05 «Дослідження, обґрунтування та створення науково-методичного забезпечення підготовки магістрів з комплексів пілотажно-навігаційного обладнання та удосконалення підготовки бакалаврів з авіоніки». Здобувач є співвиконавцем держбюджетної НДР № Ф25/682-2007, номер державної реєстрації 0107U009152 «Методологія побудови та застосування систем і технологій неінвазивного вимірювання глюкози в крові людини».

Мета дослідження. Метою дисертаційної роботи є підвищення ефективності перетворення сигналів у радіотехнічних системах на основі використання МОП.

Для рішення поставленої мети необхідно вирішити низку **завдань**:

1. Провести аналіз принципів спектрального перетворення сигналів у вузлах радіотехнічних пристроїв та огляд перспективної елементної бази.

2. Розробити математичну модель магнітооптичного перетворювача і проаналізувати його апаратну реалізацію на основі конструктивних особливостей та фізичних процесів у ньому.

3. Розробити метод перетворення спектра сигналів та визначити амплітудні, частотні та фазові характеристики МОП у залежності від вхідних сигналів.

4. Розробити конструктивні рішення МОП для функціональних вузлів радіотехнічних пристроїв та систем, засобів телекомунікацій.

5. Дослідити нелінійну вольт-амперну характеристику (ВАХ) МОП у динамічному режимі за допомогою розробленої моделі в середовищі Simulink.

Об'єктом дослідження є процеси перетворення та обробки сигналів у радіотехнічних системах.

Предметом дослідження є нелінійні характеристики й динамічні параметри магнітооптичного перетворювача під дією керуючих вхідних сигналів.

Методи дослідження. У дисертаційній роботі використовуються методи гармонійного балансу, теорія магнітооптичного явища (ефект Фарадея), теорія ідентифікації, теорія електричних кіл, методи математичного та імітаційного моделювання, метод найменших квадратів, методи теорії похибок, методи синтезу електричних та оптичних схем.

Експериментальна частина роботи ґрунтується на використанні імітаційного комп'ютерного моделювання в середовищі MathCAD та MathLAB.

Наукова новизна одержаних результатів. У процесі проведених досліджень отримані такі нові наукові результати:

1. Уперше розроблено математичну модель МОП, що відрізняється від існуючих тим, що вона придатна для багатоцільового моделювання операцій над сигналами в радіотехнічних системах, що в свою чергу надає можливість дослідити та підвищити ефективність перетворення сигналів.

2. Уперше розроблено метод перетворення модульованих гармонійних сигналів з використанням МОП на основі ефекту Фарадея, який реалізується за рахунок перенесення інформації на світлову хвилю для її подальшої обробки та перетворення, що надає змогу підвищити швидкість обробки та покращити шумові характеристики.

3. Розроблено аналітичну модель нелінійних характеристик елементів із визначенням коефіцієнтів апроксимації на основі експериментальних ВАХ з урахуванням режимів глибокого насичення.

Практичне значення отриманих результатів

Побудована узагальнена математична модель магнітооптичного перетворювача являє собою систему нелінійних диференціальних рівнянь зі

змінними коефіцієнтами, може бути використана для проектування радіотехнічних пристроїв з блоками на основі МОП.

Проведені дослідження дозволяють розробити обґрунтовані вимоги до параметрів елементів блоків перетворювачів сигналів, які в подальшому можуть бути використані під час проектування вузлів радіотехнічного обладнання.

Розроблені математичні моделі та пристрої перетворення дозволяють, насамперед, більш поглиблено вивчати фізичні процеси, що відбуваються при інтенсивних входних сигналах. Результати роботи можуть бути використані при вивченні суттєво нелінійних систем різної природи (механічних, акустичних, оптичних тощо).

Використання результатів дисертаційної роботи підтверджено відповідними актами впровадження. Отримано 3 патенти на винахід.

Особистий внесок здобувача. Основні положення, представлені в дисертаційній роботі, отримані автором самостійно. У роботах, які були виконані у співавторстві, здобувачу належить: [1] – аналіз магнітооптичних кристалів та перспективи їх застосування; [2] – отримано вирази, за якими виявлені переваги перетворення спектру; [3] – розроблено математичну модель перетворювача спектра сигналу для інфра- та низькочастотного діапазону; [4] – розроблено математичну модель вимірювача фази сигналу; [5] – розрахунки та побудова графіків; [6] – проведена оцінка результатів експериментальних даних та ідентифікація оцінки за критерієм адекватності; [7] – розроблена структурна схема пристрою та алгоритм роботи [8] – побудовано графіки діаграм спрямованості; [9] – оптичні схеми та вирази, що описують сигнали; [10] – розробка методу, структурної схеми і алгоритму роботи пристрою; [11] – розробка структурної схеми та алгоритму роботи пристрою-помножувача частоти послідовного наближення.

Апробація результатів дисертації. Основні результати дисертації доповідалися та обговорювалися на таких наукових та науково-технічних конференціях і симпозіумах: V Міжнародній науково-технічній конференції «АВІА–2003» (23-25 квітня 2003 р., м. Київ); V Міжнародній науково-технічній конференції «Авіоніка–2004» (2004 р., м. Київ); III і IV Всесвітніх конгрессах «Aviation in the XXI-st century» (м. Київ, 2008, 2010 pp.); Всеукраїнській науково-практичній конференції молодих учених і студентів «Проблеми навігації і управління рухом» (3–24 листопада 2010 р., Київ); II Міжнародній конференції «Methods and Systems of Navigation and Motion Control» (October, 9–12, 2012, Kyiv, Ukraine); XIV Международной научно-практической конференции «Актуальные вопросы развития инновационной деятельности в новом тысячелетии» (17–18 апреля 2015, Новосибирск, Россия);

Публікації. За темою дисертації з викладенням основних її результатів опубліковано 21 наукові праці, серед яких: 11 статей у фахових журналах та збірниках наукових праць (з них 1 одноосібно) та три патенти на винахід. Апробація результатів дисертації відображена у 7 тезах доповідей на міжнародних науково-технічних та науково-практичних конференціях. Зокрема 1 апробація на конференції, яка входять до складу Міжнародної організації

IEEE. 3 опублікованих робіт 10 індексовані в міжнародних наукометричних базах Index Copernicus та Google Scholar. Одна стаття в міжнародному журналі Věda a perspektivy (Praha, Česká republika).

Структура та обсяг роботи. Дисертаційна робота складається зі вступу, чотирьох розділів, висновків, списку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи становить 142 сторінки основного тексту, в тому числі 69 рисунків та 3 таблиці, список використаних джерел налічує 127 найменувань.

ОСНОВНИЙ ЗМІСТ

У вступі обґрунтовано актуальність теми дослідження, виконано формулювання мети й завдання дисертації, визначено об'єкт та предмет дослідження, описані основні наукові результати, новизна та практична цінність отриманих результатів, показано зв'язок роботи з науковими програмами й темами, а також наведено відомості про публікації, апробацію та структуру роботи.

У першому розділі проведено аналіз існуючих методів перетворення сигналів, що використовуються у вузлах радіотехнічних пристроїв та здійснено огляд сучасної елементної бази, що здатна вирішувати поставлені задачі та потребує пошуку нових технічних рішень.

Відсутність зручних універсальних процедур аналізу нелінійних ланцюгів, які застосовуються для відтворення їх характеристик, призводить до необхідності використання різних методів дослідження похибок під час функціонування пристроїв, що ускладнює їх зіставність, можливість широкого впровадження на практиці та у багатьох випадках не забезпечує достатньої точності.

У результаті досліджень відомих методів було визначено, що вони характеризуються певними недоліками, що обмежують їх використання для ефективного перетворення амплітудних, частотних та фазових характеристик сигналу.

Для отримання нелінійної характеристики можна використовувати фізичні явища не пов'язані з електропровідністю, наприклад, на основі магнітооптичного ефекту Фарадея, що й пропонується автором у дисертаційній роботі.

У другому розділі розроблено новий метод спектрального перетворення модульованих гармонійних сигналів з використанням МОП на основі ефекту Фарадея, який реалізується за рахунок перенесення інформації на світлову хвилю для її подальшої обробки.

Апаратною функцією магнітооптичного перетворювача спектра сигналу є функція F , яку в загальному вигляді записуємо як:

$$u_{\text{вих}} = F(u_{\text{вих}}).$$

Для знаходження функції F запишемо наступні залежності:

$$u_{\text{вих}} = f_1(I); I = f_2(P, \alpha - \theta, \Theta); \Theta = f_3(u_{\text{вих}}).$$

Виходячи з цих залежностей, апаратну функцію моделі МОП записуємо:

$$u_{\text{вих}} = F\{f_1[f_2](P, \alpha - \theta, f_3(u_{\text{вих}}))\},$$

де α – азимут площини найбільшого пропускання поляризатора; θ – азимут площини найбільшого пропускання аналізатора;

У загальному вигляді вирази для $u_{\text{вих}}$ і I є нелінійними функціями, отже:

$$u_{\text{вих}} = u_0 + u_1 I + u_2 I^2 + u_3 I^3 + u_n I^n \dots$$

$$\Theta = v_0 + v_1 u_{\text{вих}} + v_2 u_{\text{вих}}^2 + v_3 u_{\text{вих}}^3 + v_n u_{\text{вих}}^n \dots$$

Апаратну функцію МОП у матричному вигляді визначаємо:

$$(V_{\text{вих}}) = [P_{\Pi}] [P_{\text{КФ}}] [P_A] (v_i), \text{ де } (v_i) = \begin{pmatrix} I_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} - \text{вектор Стокса.}$$

Завдяки доменній структурі активного магнітооптичного зразка, поворот площини поляризації світлового променя у поперечному перетині є неоднорідним. Нелінійна залежність намагнічування магнітного поля (петлі гістерезису) МОП, а саме залежність $I(u_{\text{вих}})$ є складною нелінійною функцією. Якщо вважати кристал фарадеєвської комірки за ідеальний, то не ідеальністю перетворення сигналу в магнітооптичному середовищі є оптичний канал P .

Для розрахунку азимуту аналізатора θ_1 і поляризатора θ_2 , записуємо вираз у довільній формі, де k_1 та k_2 є головними значеннями пропускання поляризаційних призм:

$$[P_{\text{А.П}}] = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} k_1 + k_2 & (k_1 + k_2) \cos(2\theta_i) & & \\ (k_1 + k_2) \cos 2(\theta_i) & (k_1 + k_2) \cos^2(2\theta_i) + 2\sqrt{k_1 k_2} \sin^2(2\theta_i) & & \\ 0 & 0 & & 0 \\ (k_1 - k_2) \sin(2\theta_i) & & 0 & \\ (k_1 + k_2) \sin(2\theta_i) \cos(2\theta_i) - 2\sqrt{k_1 k_2} \sin^2(2\theta_i) \cos(2\theta_i) & & 0 & \\ (k_1 + k_2) \sin^2(2\theta_i) + 2\sqrt{k_1 k_2} \cos^2(2\theta_i) & & 0 & \\ 0 & & & 2\sqrt{k_1 k_2} \end{bmatrix}.$$

Матрицю для фарадеєвської комірки магнітооптичного перетворювача, визначаємо:

$$P_{\text{КФ}} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(2\Theta) & \sin(2\Theta) & 0 \\ 0 & \sin(2\Theta) & \cos(2\Theta) & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Позначаємо θ_1 і θ_2 , як θ_A і θ_{Π} – азимут аналізатора та поляризатора відповідно.

Після послідовного перемножування всіх матриць отримаємо:

$$\begin{aligned}
[P_{K\Phi}][P_A](v_i) &= \begin{pmatrix} k_1 + k_2 \\ (k_1 - k_2) \cos(\theta_{II}) \cos 2(\Theta) - (k_1 - k_2) \sin 2(\theta_A) \sin 2(\Theta) \\ (k_1 - k_2) \cos(\theta_A) \cos 2(\Theta) - (k_1 - k_2) \sin 2(\theta_{II}) \sin 2(\Theta) \\ 0 \end{pmatrix} = \\
&= \frac{I_0 K}{2} \begin{pmatrix} k_1 + k_2 \\ (k_1 - k_2) \cos 2(\theta_{II} + \Theta) \\ (k_1 - k_2) \sin 2(\theta_{II} + \Theta) \\ 0 \end{pmatrix}; \\
[P_{II}](v_i) &= \frac{I_0}{2} \begin{pmatrix} k_1 + k_2 \\ (k_1 - k_2) \cos(2\theta_{II}) \\ (k_1 - k_2) \sin(2\theta_{II}) \\ 0 \end{pmatrix}.
\end{aligned}$$

Інтенсивність світла на виході аналізатора дорівнює:

$$\begin{aligned}
I_A &= \frac{I_0 K}{4} \left\{ (k_1 + k_2)^2 + (k_1 - k_2)^2 \cos 2[(\theta_A - \theta_i) - \Theta] \right\} = \\
&= \frac{I_0 K (k_1 + k_2)^2}{4} \left\{ 1 + (1 - 2Gd)^2 \cos 2[(\theta_A - \theta_i) + \Theta] \right\}.
\end{aligned}$$

Позначимо поляризаційну здатність $(1 - 2Gd)^2 = P$, де $Gd = k_2 / (k_2 + k_1)$ – поляризаційний дефект призми. Тоді інтенсивність дорівнює:

$$\begin{aligned}
I &= \frac{I_0 K}{4} (k_1 + k_2)^2 \left\{ 1 + P \cos 2[(\theta_A - \theta_{II}) + \Theta] \right\} = \\
&= A \left\{ 1 + P \cos 2[(\theta_A - \theta_{II}) + (v_0 + v_1 u_{\text{ВХ}} + v_2 u_{\text{ВХ}}^2 + v_3 u_{\text{ВХ}}^3 + v_n u_{\text{ВХ}}^n \dots)] \right\}.
\end{aligned}$$

Апаратна функція вихідного сигналу фотоприймача МОП:

$$\begin{aligned}
u_{\text{ВХ}} &= \bar{u}_0 + \bar{u}_1 I + \bar{u}_2 I^2 + \bar{u}_n I^n + \dots = \bar{u}_0 + \bar{u}_1 A \left\{ 1 + P \cos \left[2(\theta_A - \theta_{II}) (v_0 + v_1 u_{\text{ВХ}} + \right. \right. \\
&+ v_2 u_{\text{ВХ}}^2 + v_3 u_{\text{ВХ}}^3 + v_n u_{\text{ВХ}}^n \dots) \left. \right] \left. \right\} + \dots = \bar{u}_0 + \bar{u}_1 A \left\{ 1 + P \cos 2 \left[(\theta_A - \theta_{II}) + \sum_{i=0}^{\infty} v_i u_{\text{ВХ}}^i \right] \right\} + \\
&+ \bar{u}_2 A^2 \left\{ 1 + P \cos 2 \left[(\theta_A - \theta_{II}) + \sum_{i=0}^{\infty} v_i u_{\text{ВХ}}^i \right] \right\}^2 + \dots
\end{aligned}$$

У загальному вигляді апаратна функція вихідного сигналу МОП:

$$u_{\text{ВХ}} = \sum_{n=0}^{\infty} \bar{u}_n A^n \left\{ 1 + P \cos 2 \left[(\theta_A - \theta_{II}) + \sum_{i=0}^{\infty} v_i u_{\text{ВХ}}^i \right] \right\}^n.$$

Найчастіше використовується лінійний варіант коли $n = i = 1$, тоді

$$u_{\text{ВХ}} = \bar{u}_1 A \left\{ 1 + P \cos 2 \left[(\theta_A - \theta_{II}) + v_i u_{\text{ВХ}}^i \right] \right\}^n.$$

Для перетворення спектра сигналу за допомогою МОП між поляризатором і аналізатором розміщують магнітооптичний матеріал, поміщений у змінне магнітне поле котушки, що призведе до зміни кута в обертання площини поляризації світла в магнітному матеріалі, а інтенсивність світлового потоку на виході такої системи змінюється за законом Малюса (1):

$$I(t) = I_0 \cos^2 \Theta(t). \quad (1)$$

Спосіб перетворення спектра сигналу на основі магнітооптичного перетворювача за схемою, зображеною на рис.1.

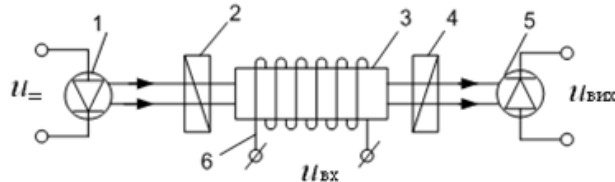


Рис. 1. Конструкція вузла МОП спектра сигналу

Світловий промінь від фотодіода 1, що проходить через поляризатор 2, магнітооптичний кристал ($Y_3Fe_5O_{12}$) 3, аналізатор 4 і перетворюється фотоприймачем 5 у вихідну напругу $u_{вих}$. Вхідна напруга $u_{вх}$ подається на підмагнічувальну котушку 6, що створює магнітне поле, яке керує намагніченістю зразка, а, отже, і кутом повороту площини поляризації світла.

Інтенсивність світла I на виході МОП перетворюється фотоприймачем у вихідну напругу $u_{вих}$. Функція перетворення (апаратна функція) такого пристрою в загальному вигляді дорівнює:

$$u_{вих} = u_0 \cos^2 [\Theta_0 + \Theta(u_{вх})].$$

Вираз (1) розкладаємо в ряд Фур'є, тоді I матиме вигляд:

$$I(t) = I_0 \cos^2(\theta_0 + \Theta_0 \sin \omega_0 t) = \frac{I_0}{2} \left[1 + \cos 2\theta_0 J_0(2\Theta_0) + \right. \\ \left. + 2 \cos 2\theta_0 \sum_{j=1}^{\infty} J_{2j}(2\Theta_0) \cos 2j\omega_0 t - 2 \sin 2\theta_0 \sum_{j=1}^{\infty} J_{2j-1}(2\Theta_0) \sin(2j-1)\omega_0 t \right], \quad (2)$$

де I_0 – початкова інтенсивність світлового потоку падаючого на фотоприймач (при $\theta_0 = \Theta_0 = 0$); θ_0 – кут між площиною найбільшого пропускання світла поляризатора і аналізатора; $\Theta = \Theta_0 \sin \omega_0 t$ – миттєве значення фарадесівського кута обертання площини поляризації світла; ω_0 – частота модуляції; Θ_0 – максимальна амплітуда розгойдування кута повороту площини поляризації світла; J_{nj} , J_{2j-1} – функції Бесселя парного і непарного порядків; J – поточний індекс, що змінюється у межах від 0 до ∞ .

Для визначення миттєвого значення амплітуди вхідного сигналу в залежності від часу t , модульований за фазою (частоті) сигнал у загальному випадку має вигляд:

$$u_{вх}(t) = u_{0вх} \sin \varphi(t), \quad (3)$$

де $u_{0вх}$ – початкова амплітуда; $\varphi(t)$ – фаза сигналу.

Фазу сигналу $\varphi(t)$ можна представити у вигляді суми двох складових:

$$\varphi(t) = \varphi'(t) + \varphi''(t),$$

де $\varphi'(t) = \Omega_0$ – що змінюється за лінійним законом; $\varphi'' = \beta \int_0^t \sigma(t) dt$ – що змінюється довільно з часом; β – найбільше відхилення фази; $\sigma(t)$ – безрозмірна величина, найбільше значення якої за модулем дорівнює одиниці.

Для визначення миттєвого значення амплітуди вхідного сигналу вираз (3) залежно від часу t прийме вигляд:

$$u(t) = u_{\text{вх}} \sin \left[\Omega_0 t + \beta \int_0^t \sigma(t) dt \right]. \quad (4)$$

Миттєва частота сигналу матиме складову з постійної частоти (Ω_0) та компонента частоти ($\beta\sigma(t)$) складової, що змінюється з часом

$$\Omega(t) = \frac{d\varphi}{dt} = \Omega_0 + \beta\sigma(t).$$

Задасмо гармонійним законом функції $\sigma(t) = \cos \omega t$, де ω – кругова частота зміни $\sigma(t)$. Кругова частота ω – відрізняється від частоти Ω сигналу, що змінюється з часом ($\Omega = \Omega_0 + \omega$). Тоді фаза модульованого сигналу визначається:

$$\varphi(t) = \Omega_0 t + \xi \sin \omega t,$$

де $\xi = \beta/\omega$ – індекс модуляції.

Кут повороту площини поляризації Θ прямо пропорційний вхідній напрузі що подається на МОП:

$$\Theta(t) = \mathfrak{G}_1 u_{\text{вх}}(t) + \theta_0,$$

де \mathfrak{G}_1 – константа.

Вихідна напруга МОП прямо пропорційна інтенсивності світла, що падаючого на фотоприймач:

$$u_{\text{вих}}(t) = \mathfrak{G}_2 I_0 \cos^2(\mathfrak{G}_1 u_{\text{вх}} + \theta_0),$$

де \mathfrak{G}_2 – константа.

Позначимо, $k_2 I_0 = u_0$, $k_1 u_{\text{вх}} = \Theta_0$, тоді вихідний сигнал з фазовою модуляцією дорівнює:

$$u_{\text{вих}}(t) = u_0 \cos^2 \left[\theta_0 + \Theta_0 \sin(\Omega_0 t + \xi \sin \omega t) \right]. \quad (5)$$

Якщо на вхід МОП спектру подати сигнал (4), то спектр вихідного сигналу при розкладанні за функціями Бесселя матиме вигляд:

$$\begin{aligned}
u_{\text{вих}} = \frac{u_0}{2} & \left[1 + \cos(2\theta_0) \cdot \left\{ J_0(2\Theta_0) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p}(2\Theta_0) \times \left\langle \cos(2p\Omega_0 t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(2p\xi) \times \right. \right. \right. \\
& \times \cos(2n\omega t) \left. \left. \right\rangle - 2 \sin(2p\Omega_0 t) \cdot \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(2p\xi) \cdot \sin((2n-1)\omega t) \right\} - \sin(2\theta_0) \times \\
& \times \left\{ 2 \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p-1}(2\Theta_0) \left\langle \sin((2p-1)\Omega_0 t) \cdot J_0((2p-1)\xi) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}((2p-1)\xi) \times \right. \right. \\
& \times \cos((2n\omega t)) + 2 \cos((2p-1)\Omega_0 t) \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}((2p-1)\xi) \cdot \sin((2n-1)\omega t) \left. \left. \right\rangle \right\} \left. \right]. \quad (6)
\end{aligned}$$

Скористаємось такою властивістю функції Бесселя, де $k = 1, 2, 3$. Якщо k – парне число, наприклад, $k = 2p$ ($p = 1, 2, 3, \dots$), то $J_{-p}(z) = J_{2p}(z)$ та якщо k – непарне число, $k = 2p - 1$ ($p = 1, 2, 3, \dots$), то $J_{-(2p-1)}(z) = -J_{2p-1}(z)$.

Тоді вираз спектру вихідного сигналу (6) у більш компактному вигляді дорівнює:

$$\begin{aligned}
u_{\text{вих}} = \frac{u_0}{2} & \left[1 + \cos(2\theta_0) \left\{ J_0(2\Theta_0) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p}(2\Theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(2p\xi) \cos((2p\Omega_0 + \right. \right. \\
& \left. \left. + n\omega)t) \right\} \sin(2\theta_0) \left\{ 2 \sum_{p=1}^{\infty} J_{2p-1}(2\Theta_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n((2p-1)\xi) \times \sin(((2p-1)\Omega_0 + n\omega)t) \right\} \right]. \quad (7)
\end{aligned}$$

З виразу (7) видно, що при $\cos(2\theta_0)$ присутній постійний член $J_0(2\Theta_0)$ незалежний від часу, і парні гармоніки відносно Ω_0 , а при $\sin(2\theta_0)$ – непарні гармоніки відносно Ω_0 .

Вимірюючи кут між площиною найбільшого пропускання θ_0 поляризатора й аналізатора, можна змінювати амплітуди парних і непарних гармонік у будь-якому співвідношенні.

Якщо початковий кут повороту між площиною найбільшого пропускання поляризатора й аналізатора $\theta_0 = \pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, \dots$, то амплітуда парних гармонік дорівнює нулю, а непарних – максимальна. При $\theta_0 = 0, \pi/2, \pi, \dots$, амплітуда парних гармонік буде максимальною, а непарних – дорівнювати нулю.

При довільному θ_0 існують як парні, так і непарні гармоніки кратні Ω_0 , поблизу яких відповідно утворюється спектр частот $2p\Omega_0 + n\omega$ і $((2p-1)\Omega_0 + n\omega)$ де p і n проходять значення: $p = 1, 2, 3, \dots; n = -\infty, -2, -1, 0, 1, 2 + \dots$.

При кожній спектральній складовій $k\Omega_0$ буде цілий спектр частот $k\Omega_0 \pm n\omega$, де $k = 1, 2, 3, 4, 5, \dots$.

Для аналізу зміни спектру вхідного сигналу, представимо вхідний сигнал (4) розкладений у ряд Фур'є:

$$u(t) = u_0 \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\xi) \sin(\Omega + n\omega)t. \quad (8)$$

З виразу (8) видно, що це дискретний спектр амплітуд, частоти якого рівні

$$\Omega_0 - n\omega, \dots, \Omega_0 - 2\omega, \Omega_0 - \omega, \Omega_0, \Omega_0 + \omega, \Omega_0 + 2\omega, \dots, \Omega_0 + n\omega, \dots,$$

а амплітуди пропорційні

$$J_{-n}(\xi), \dots, J_{-2}(\xi), J_{-1}(\xi), J_0(\xi), J_1(\xi), J_2(\xi), \dots, J_n(\xi),$$

При синусоїдальній модуляції спектр амплітуд коливань, симетричний і теоретично необмежений. Його можна вважати обмеженим, оскільки Бесселеві функції із збільшенням n стають нехтовно малими.

Якщо спектр вхідного сигналу (8), то спектр вихідного сигналу визначається за виразом (7) і амплітуда спектральної складової дорівнюватиме добутку функцій Бесселя $J_{2p}(2\Theta_0) \cdot J_n(2p\xi)$ для спектральної частоти, що становить

$$2p\Omega_0 + n\omega, (2p'-1)\Omega_0 + n\omega \text{ і } J_{2p'-1}(2\Theta_0) \cdot J_n((2p-1)\xi),$$

де n ($-\infty \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots +\infty$).

Це формує передумови для створення не одного каналу зв'язку із однією несучою Ω_0 , а p каналів зв'язку з несучими $\Omega_0, 2\Omega_0, 3\Omega_0 \dots p\Omega_0$.

Для перетворення спектра амплітудно-модульованого сигналу на вхід МОП подають вхідний сигнал, що дорівнює:

$$u_{\text{вх}} = u_0(1 + m \sin \omega t) \sin \Omega_0 t, \quad (9)$$

де m – амплітудний коефіцієнт модуляції.

Значення вихідного сигналу з амплітудною модуляцією вхідного сигналу

$$\begin{aligned} u_{\text{вих}} &= u \cos^2 \left[\theta_0 + \Theta_0 (1 + m \sin \omega t) \sin \Omega_0 t \right] = \\ &= u_0 \left\langle 1 + \cos \left[2\theta_0 + 2\Theta_0 \sin \Omega_0 t + \Theta_0 m \cos(\Omega_0 - \omega)t - \Theta_0 m \cos(\Omega_0 + \omega)t \right] \right\rangle. \end{aligned} \quad (10)$$

Фаза вихідного сигналу модульована за часом трьома спектральними складовими з частотами Ω_0 і $\Omega_0 + \omega$.

Якщо порівняти вирази (5) і (10) то видно, що спектр фази вихідної напруги у першому випадку значно відрізняється.

Маємо спектральні складові, частоти яких дорівнюють:

$$2p\Omega_0, 2p'(\Omega_0 - \omega), [2p\Omega_0 \pm 2p'(\Omega_0 - \omega)], 2p''(\Omega_0 + \omega) \text{ та } 2p\Omega_0 \pm 2p''(\Omega_0 + \omega).$$

$$\text{Частота } \Omega \text{ спектральної складової дорівнює } \Omega = p\Omega_0 \pm p'(\Omega_0 - \omega) \pm p''(\Omega_0 + \omega).$$

У третьому розділі розроблено математичні моделі МОП. Результати математичного моделювання вказують на можливість створення нових вузлів для радіотехнічних пристроїв і систем, а саме: помножувачі амплітуди сигналу, фазообертачі, пристрої вимірювання різниці фаз сигналу та помножувачі частоти сигналу.

Перемножування сигналів є однією із основних операцій при перетворенні сигналів. Апаратна функція множення амплітуд двох електричних сигналів за допомогою МОП має вигляд:

$$u_{\text{вих}} = u_0 \cos^2(\Theta_0 + \Theta_\omega + \Theta_\Omega), \quad (11)$$

де $\Theta_0 = k u_0$, $\Theta_\omega = k u_\omega$, $\Theta_\Omega = k u_\Omega$, k – коефіцієнт перетворення вхідної напруги на кут повороту площини поляризації світлового променя.

Після перетворення формули (11) отримаємо зручну для подальшого аналізу апаратну функцію:

$$\begin{aligned}
 u_{\text{вих}} = \frac{u_0}{2} & \left\{ 1 + \cos(2ku_0) \left[\left\langle j_0(2ku_{0\omega}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2ku_{0\omega}) \cos 2p\omega t \right\rangle \left\langle j_0(2ku_{0\Omega}) + \right. \right. \\
 & + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2ku_{0\Omega}) \cos 2p'\Omega t \left. \right\rangle - 4 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p-1}(2ku_{0\omega}) \sin(2p-1)\omega t \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p-1}(2ku_{0\Omega}) \sin(2p'-1)\Omega t \left. \right] - \\
 & - \sin(2ku_0) \left[2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p-1}(2ku_{0\omega}) \sin(2p-1)\omega t \left\langle j_0(2ku_{0\Omega}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2ku_{0\Omega}) \cos 2p'\Omega t \right\rangle + \right. \\
 & \left. + \left\langle j_0(2ku_{0\omega}) + 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p}(2ku_{0\omega}) \cos 2p\omega t \right\rangle 2 \sum_{p=1}^{\infty} j_{2p-1}(2ku_{0\Omega}) \sin(2p'-1)\Omega t \right] \left. \right\}. \quad (12)
 \end{aligned}$$

Із апаратної функції (12) випливає, що при $\cos(2ku_0)$ у квадратних дужках записані спектральні складові частот $2p'\Omega$, $2p\omega \pm 2p'\Omega$ та $(2p-1)\omega \pm (2p'-1)\Omega$, а при $\sin(2ku_0)$ – спектральні складові таких частот $(2p-1)\omega$, $(2p-1)\omega \pm 2p'\Omega$ та $(2p'-1)\Omega$, $2p\omega \pm (2p'-1)\Omega$.

Розглянемо випадок при $p = p' = 1$ (низькочастотні складові). Виокремимо з виразу (12) спектральну складову, яка відповідає добутку $u_{\omega} u_{\Omega}$:

$$u_{\omega\text{вих}} = -2u_0 \cos(2ku_0) j_1(2ku_{0\omega}) j_1(2ku_{0\Omega}) \sin \omega t \sin \Omega t. \quad (13)$$

Якщо початкові амплітуди достатньо малі, а також виконується умова $\sqrt{2} > ku_{0\omega}$, то вираз (13) прийме наступний вигляд:

$$u_{\omega\text{вих}} = -2u_0 \cos(2ku_0) k^2 u_{0\omega} u_{0\Omega} \sin \omega t \sin \Omega t = k^2 \cos(2ku_0) u_{\omega} u_{\Omega}. \quad (14)$$

Найближчі спектральні складові за частотою сигналу (14) є такими:

$$u_{\Omega \pm 2\omega} = -2u_0 j_2(2ku_{0\omega}) j_1(2ku_{0\Omega}) \cos(2\omega t) j_1(2ku_{0\Omega}) \cos 2\omega t \sin \Omega t. \quad (15)$$

За умови, коли $\Omega \gg \omega$, дуже складно повністю відфільтрувати спектральну складову (15), частота якої $\Omega \pm 2\omega$. Якщо корисний сигнал матиме частоту $\Omega \pm \omega$, за умови $ku_0 = \pi/2$, – можна повністю позбутися сигналу (15).

Коли частоти дуже близькі, тобто $\Omega \approx \omega$, то корисний сигнал буде мати дві спектральні складові $\Omega - \omega \approx 0$ та 2Ω . Найближчі до корисного сигналу спектральні складові $2p'\Omega$ і $2p\omega$, амплітуда яких має вигляд:

$$u_{\text{вих}} = \frac{u_0}{2} \cos(2ku_0) \left[2 j_2(2ku_{0\omega}) j_0(2ku_{0\Omega}) \cos 2p\omega t + 2 j_2(2ku_{0\Omega}) j_0(2ku_{0\omega}) \cos 2p\omega t \right]. \quad (16)$$

Пропонований спосіб керування зсувом фази електричного сигналу не залежить від частотних і фазових характеристик радіотехнічних елементів, які використовуються при його реалізації. При цьому точність регулювання зсуву за фазою вища в порівнянні з відомими способами.

Залежність кута повороту площини поляризації світла від вхідної пилоподібної напруги $\Theta(u_{\text{вих}})$, може змінюватися у широких межах за рахунок

зміни форми магнітооптичного зразка 3 (рис. 1) і/або кількості витків у котушці підмагнічення. На лінійній ділянці залежність $\Theta(u_{\text{вх}})$ може бути представлена у вигляді:

$$\Theta = au_{\text{вх}}, \quad (17)$$

де a – коефіцієнт пропорційності.

Періодична напруга з генератора пилоподібних імпульсів дорівнює

$$u_{\text{вх}} = b' T \frac{t}{T} = b \frac{t}{T}, \quad (18)$$

де b' – коефіцієнт пропорційності, $b = b' T$, $T = \frac{2\pi}{\omega}$ – період коливань.

При $t = T$ кут $\Theta = ab$ буде мати максимальне значення, тобто $\Theta_{\text{max}} = ab$. З урахуванням виразу (18) рівняння (17) можна перетворити:

$$u_{\text{вих}} = u_{0 \text{ вих}} \cos^2 [\Theta_0 + At],$$

де $A = \frac{\Theta_{\text{max}}}{T}$, $\Theta_{\text{max}} = ab$.

Тоді вихідний сигнал дорівнює:

$$u_{\text{вих}} = \frac{u_{0 \text{ вих}}}{2} [1 + \cos^2 (\Theta_0 + At)].$$

Позначимо $2\Theta_0 = \varphi_0$ і $2A = \omega$. Тоді $u_{\text{вих}} \sim \frac{u_0}{2} \cos(\varphi_0 + \omega t)$.

Регулюючи кут повороту площини поляризації Θ_0 , змінюємо фазу вихідного сигналу φ_0 .

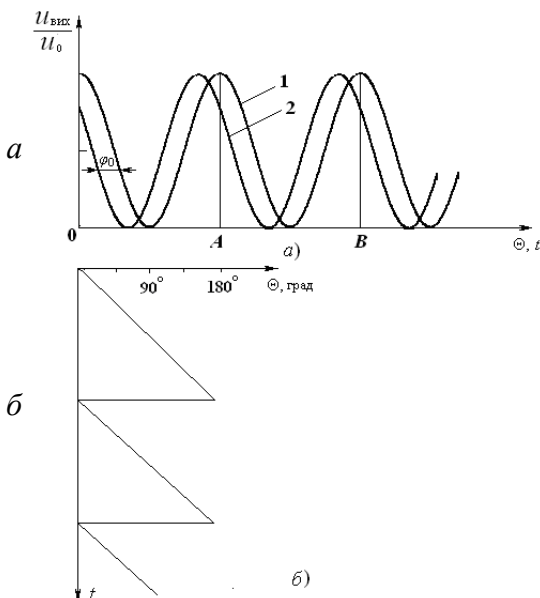


Рис. 2. Графічне пояснення способу зсуву фази електричного сигналу: крива 1 ($\varphi_0 = 2\Theta_0 = 0$), крива 2 ($\varphi_0 = 2\Theta_0 = 90^\circ$)

Точність фазового зсуву визначається точністю установки за азимутом поляризатора або аналізатора, яка залежить від ціни поділки азимутальної шкали, яка дорівнює секундам (долям секунди).

Керувальний пилоподібний сигнал подається на котушку МОП за лінійним законом і змінює кут повороту площини поляризації світла залежно від часу. Вихідна напруга буде змінюватися згідно з гармонійним законом (крива 1 рис. 2).

Якщо початковий кут повороту площини поляризації змінити на кут $\Theta_0 = 45^\circ$, то фаза сигналу $\varphi_0 = 0$, $\Theta_0 = 90^\circ$ (крива 2, рис. 2).

Якщо Θ_0 змінить знак на протилежний, то фаза сигналу змінить свій знак.

У точках A і B , коли сигнал $u_{\text{вх}}$ досягає такого значення, що кут $\Theta_{\text{max}} = 180^\circ$, вхідна напруга стрибкоподібно знижується до нуля,

отже і сигнал $u_{\text{вих}}$ повертається у вихідне положення. У точках A і B будуть спостерігатися «провали». Чим вужчими будуть «провали», тим швидше сигнал $u_{\text{вих}}$ у точках A і B буде досягати вихідного нульового значення. Слід зазначити, що точки A і B це ті точки, де поворот площини поляризації світла кратний 180° . Пропонований спосіб зсуву фази сигналу може бути реалізований за структурною схемою на рис. 3.

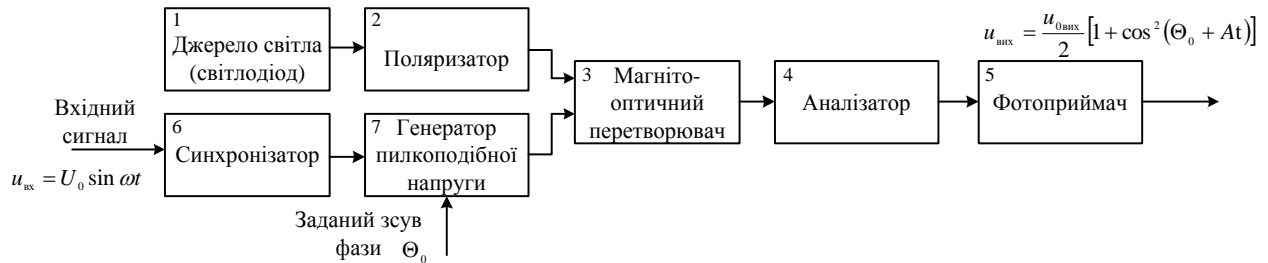


Рис. 3. Структурна схема для реалізації зсуву фази сигналу

При азимутальній орієнтації площини найбільшого пропускання світла відносно аналізатора ($\Theta_0 = \pi/2$) апаратна функція МОП має властивість перемноження сигналів. Проте існує одна важлива особливість на відміну від традиційних способів множення: вихідний сигнал повністю відсутній, якщо немає хоча б одного із вхідних сигналів. Такі пристрої мають (потенційно) прецизійні характеристики. У відомих пристроях за відсутності одного із сигналів другий проходить сильно ослабленим.

У роботі запропоновано новий спосіб вимірювання початкової фази за допомогою МОП. На рис. 4 наведена структурна схема такого фазометра.

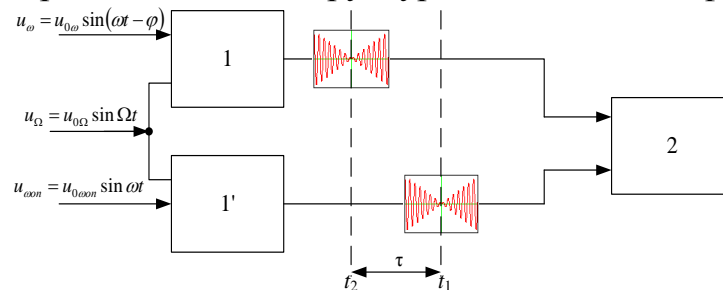


Рис. 4. Магнітооптичний фазометр:

1, 1' – МОП для сигналу u_ω і опорного сигналу $u_{\omega on}$; 2 – цифровий мікропроцесор вимірювання інтервалу τ

Вимірюваний сигнал u_ω , опорний сигнал $u_{\omega on}$ і сигнал заповнення (сигнал зчитування) u_Ω визначаються виразами:

$$u_\omega = u_{\omega 0} \sin(\omega t - \varphi_0 - \varphi_{on}), \quad u_{\omega on} = u_{\omega on 0} \sin(\omega t - \varphi_{on}) \quad \text{і} \quad u_\Omega = u_{\Omega 0} \sin \Omega t.$$

Сигнал заповнення має нульове значення початкової фази, оскільки він прив'язаний до еталонного поточного часу, який за даним сигналом відліковується. Частота Ω має бути стабільною, еталонною.

Визначаємо моменти часу, коли вимірюваний і опорний сигнали дорівнюють нулю:

$$\omega t_c - \varphi_0 - \varphi_{on} = n'\pi, \quad \text{де} \quad n' = 0, 1, 2, \dots;$$

$$\omega t_{on} - \varphi_{on} = n''\pi, \text{ де } n'' = 0, 1, 2, \dots$$

Вважаємо, що зсув за фазою φ_0 не перевищує 2π , тобто $n' = n''$. Тоді:

$$\omega(t_c - t_{on}) = \varphi_0,$$

де t_c і t_{on} – моменти часу, коли амплітуди вимірюваного і опорного сигналів дорівнюють нулю.

Період сигналу заповнення T_Ω підбираємо кратним періоду вимірюваного сигналу $T_\omega = NT_\Omega$, де N – ціле число. Тоді $N = \Omega/\omega$.

Абсолютна та відносна похибки визначення числа N пов'язані із нестабільністю частоти генераторів опорного (відповідно і частоти вимірюваного сигналу) і сигналу заповнення:

$$\Delta N = \frac{\Delta\Omega}{\omega} + \frac{\Omega\Delta\omega}{\omega^2}; \quad \Delta N = \frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega}.$$

Відносна точність N , тобто кратність частот ω і Ω , визначається нестабільністю частоти генераторів опорного сигналу і сигналу заповнення:

$$t_c - t_{on} = n'''T_\Omega + \Delta t_c + \Delta t_{on},$$

де n''' – ціле число ($n \leq N$); t_c і t_{on} – моменти часу, коли амплітуди вимірюваного і опорного сигналів дорівнюють нулю; Δt_c і Δt_{on} – похибка визначення моментів часу t_c і t_{on} .

Сумарну похибку визначення моментів часу t_c і t_{on} позначимо як $\Delta t_0 = \Delta t_c + \Delta t_{on}$. Далі буде показано, що цей час також можна визначити і відповідно зменшити похибку $\Delta t_{0\max} = T_\Omega$. Відзначимо, що $\Delta t_{0\max} \leq 2T_\Omega$, не дивлячись на те, що вимірювання здійснюємо в двох точках.

Початкова фаза і похибка її визначення дорівнюють:

$$\varphi_0 = \omega n T_\Omega + \omega \Delta t_0 = \omega n T_\Omega + \xi = 2\pi \frac{\omega}{\Omega} n + 2\pi \frac{\omega}{\Omega} \frac{\Delta t_0}{T_\Omega} = 2\pi \frac{n}{N} + 2\pi \frac{1}{N} k = \frac{2\pi}{N} (n + k),$$

де $n = 0, 1, 2, \dots, N$; $\xi = \omega \Delta t_0$; $k = \Delta t / T_\Omega$.

Дискретність вимірювання фази дорівнює:

$$\Psi_n = \varphi_n - \varphi_{n-1} = \frac{2\pi}{N}.$$

Для збільшення точності слід збільшувати значення N .

Похибка вимірювання фази на крок дискретності дорівнює:

$$\Delta \Psi_n = \frac{2\pi}{N} \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega} \right),$$

Похибка у вимірюванні фази:

$$\Delta \varphi_0 = n \Delta \Psi_n = \frac{2\pi}{N} n \left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega} \right).$$

Відзначимо, що $n_{\max} = N$ і $\Delta\psi_{0\max} = 2\pi\left(\frac{\Delta\Omega}{\Omega} + \frac{\Delta\omega}{\omega}\right)$.

Визначимо похибку, пов'язану із нестабільністю генераторів:

- за умови $\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta\Omega}{\Omega} = 10^{-4}$ і $N = 2 \cdot 10^4 \Rightarrow \Delta\varphi_0 = 0,036^\circ$;
- за умови $\frac{\Delta\omega}{\omega} + \frac{\Delta\Omega}{\Omega} = 10^{-6}$ і $N = 2 \cdot 10^4 \Rightarrow \Delta\varphi_0 = 0,00036^\circ = 1,3''$.

На рис. 5 наведена блок-схема вимірника фази. Магнітооптичний фазометр містить генератор сигналу заповнення 1, магнітооптичні оптрони 2 і 6, вимірник вимірюваного сигналу 3, лічильник кратних періодів сигналу 4, суматор 5, вимірник опорного сигналу 7, генератор опорного сигналу 8, фазообертач 9. Блоки 3, 4, 5, 7 є складовими частинами мікропроцесора 10. Вихід суматора 5 є виходом пристрою.

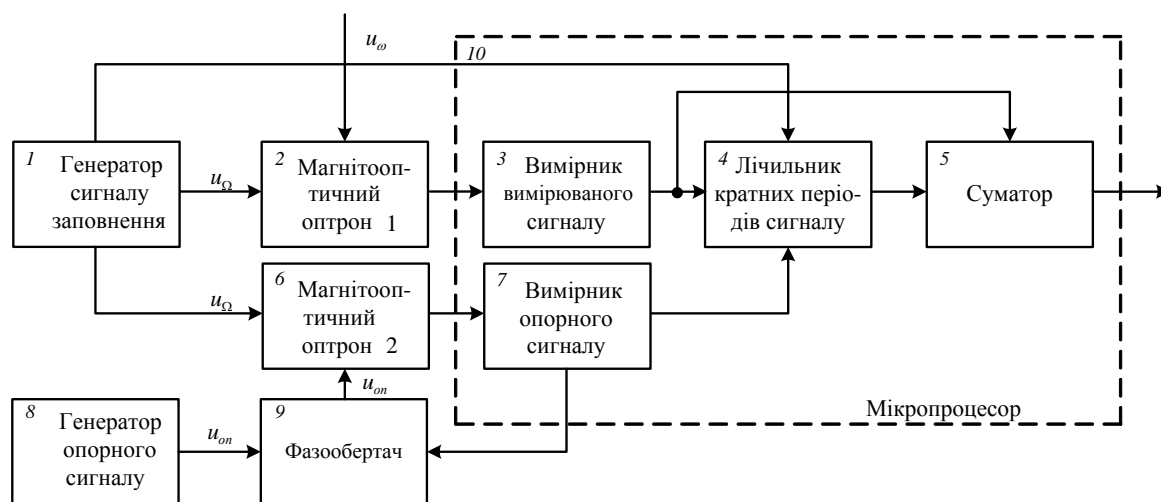


Рис. 5. Блок-схема магнітооптичного фазометра

Фазометр працює таким чином. Сигнал u_ω з вимірюваною початковою фазою подається на магнітооптичний оптрон 1 2, на який також подається сигнал заповнення u_Ω від генератора сигналу заповнення 1. Сигнал заповнення u_Ω також подається на магнітооптичний оптрон 2 6 разом з опорним сигналом u_{on} від генератора опорного сигналу 8 через керований фазообертач 9. Початкова фаза опорного сигналу фазообертачем 9 зсувається так, щоб на виході оптрона був сигнал, який відповідав би епюрі, наведеній на рис. 6, що відповідає нульовій різниці фаз опорного сигналу і сигналу заповнення.

У цей момент вимірювач опорного сигналу 7 відкриває лічильник вимірювання кількості дискретних кроків фази 4. Вимірник вимірюваного сигналу 3 аналізує через магнітооптичний оптрон 1 2 вимірюваний сигнал, реєструючи момент закінчення дискретних кроків, і подає сигнал для закриття лічильника кратних періодів сигналу 4 від сигналу заповнення. Крім того, вимірювач опорного сигналу 7 видає інформацію про величину додаткової фази ξ , що залишилася

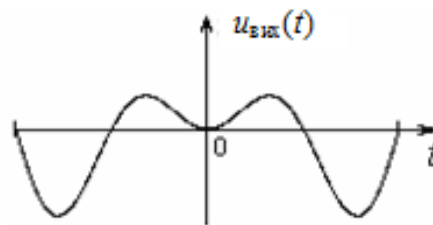


Рис. 6. Сигнал на виході оптрона

Крім того, вимірювач опорного сигналу 7 видає інформацію про величину додаткової фази ξ , що залишилася

після дискретного рахунку. Суматор 5 рахує кількість дискретних порцій фази i , складаючи їх із значенням додаткової фази ξ , видає значення вимірюваної фази φ_0 .

Цей момент фіксується вимірювачем опорного сигналу 7. Для цього сигнал подається для керування фазовим зсувом опорного сигналу на фазообертач 9. Діапазон вимірювання фазового зсуву не перевищує дискретності кроку (кванта) вимірювання фази $\frac{2\pi}{N} \left(\frac{360^\circ}{N} \right)$.

Для множення частоти електричного сигналу необхідно спочатку вхідний сигнал перетворити в пилкоподібний (трикутноподібний) і подати на вхід МОП, на виході якого відсутній фільтр для виділення сигналу з частотою Nf ($N = 2, 3, 4 \dots$).

Цей спосіб також дозволяє збільшити девіацію несучої частоти f до 100%, а також збільшити коефіцієнт множення частоти N .

Вхідний сигнал $u_{\text{вх}} = u_{0\text{вх}} \sin \omega_0 t$ подається на синхронізуючий пристрій 1, який виробляє імпульси запуску для генератора пилкоподібних (або трикутноподібних) імпульсів 2. Потім пилкоподібні (трикутноподібні) сигнали подаються на котушку підмагнічування магнітооптичного перетворювача 3. На виході помножувача частоти вихідний сигнал дорівнює $u_{\text{вих}} = u_{0\text{вих}} \sin N\omega_0 t$.

Максимум пилкоподібного або трикутноподібного сигналу повинен співпадати з максимумом вихідного сигналу з тим, щоб вихідний сигнал був гармонійним без розривів.

Якщо на магнітооптичний перетворювач подавати не пилкоподібний сигнал, а гармонійний синусоїдальний, то вихідний сигнал перетвориться в цілий спектр сигналів, аж до 60-ї гармоніки.

Діапазон девіації частоти обмежений, у першу чергу, параметрами елементів радіотехнічної схеми і досягає $\frac{\Delta f}{f} \sim 0,5$. Немає необхідності встановлювати фільтр для виділення сигналу на частоті, яка нас цікавить, оскільки супутні гармоніки малі за амплітудою.

Кут повороту площини поляризації світла при подачі на магнітооптичний перетворювач напруги, що змінюється за лінійним законом від часу, змінюється також за лінійним законом:

$$\Theta = \Theta_{\text{max}} \frac{t}{T},$$

де T – період коливань помноженого за частотою вхідного сигналу.

Гармонійна напруга $u_{\text{вх}}$ через синхронізатор 1 (за нульовим рівнем сигналу) запускає генератор пилкоподібних імпульсів напруги (струму) 2 і подається на магнітооптичний перетворювач спектра 3. Напруга на виході фотоприймача буде змінюватися за законом Малюса:

$$u_{\text{вих}} = u_0 \cos^2 \left(\Theta_{\text{max}} \frac{t}{T} \right) = \frac{u_0}{2} \left[1 + \cos \left(2\Theta_{\text{max}} \frac{t}{T} \right) \right]. \quad (19)$$

З виразу (19) видно, що кругова частота вихідного сигналу дорівнює:

$$\omega_{\text{вих}} = \frac{2\Theta_{\text{max}}}{T} \text{ або } f_{\text{вих}} = \frac{\Theta_{\text{max}}}{\pi} f_0. \quad (20)$$

Коефіцієнт множення за частотою для пилкоподібного сигналу:

$$- \text{ у радіанах } N = \frac{\Theta_{\text{max}}}{\pi}; \text{ у градусах } N = \frac{\Theta_{\text{max}}}{180^\circ};$$

для трикутноподібного різнополярного сигналу:

$$- \text{ у радіанах } N = \frac{2\Theta_{\text{max}}}{\pi}; \text{ у градусах } N = \frac{\Theta_{\text{max}}}{90^\circ}.$$

Якщо використовувати від'ємну частину характеристики $\Theta(I)$, то для трикутноподібного за формою вхідного сигналу коефіцієнти у два рази збільшаться: у радіанах $N = \frac{4\Theta_{\text{max}}}{\pi}$; у градусах $N = \frac{\Theta_{\text{max}}}{45^\circ}$. Структурна схема пристрою-помножувача частоти послідовного наближення наведена на рис. 7.

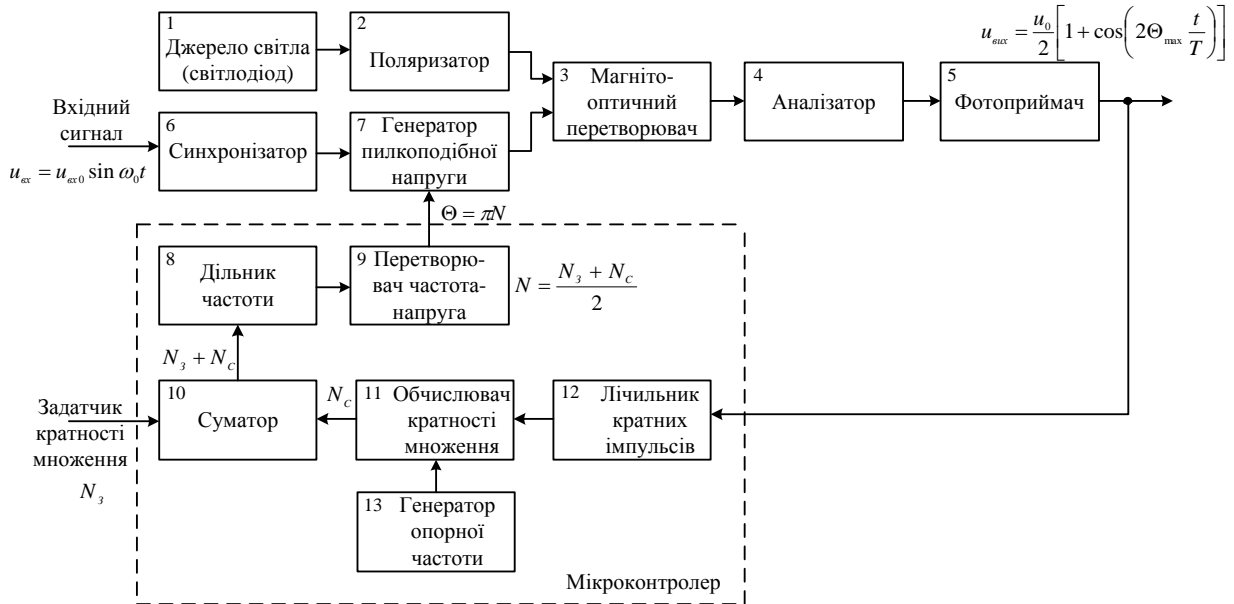


Рис. 7. Структурна схема пристрою-помножувача частоти послідовного наближення

У *четвертому розділі* досліджено зовнішні характеристики МОП на основі експериментальних даних в умовах та режимах, характерних для їх роботи в радіотехнічних системах.

Амплітуда N -й гармоніки пропорційна функції Бесселя N -го порядку – $J_N(2\Theta_0)$. Отже, щоб амплітуда N -й гармоніки була максимальною, необхідно вибирати значення при якому $J_N(\Theta_{0\text{max}})$ досягає максимального значення. Наприклад, щоб 5-я гармоніка досягла максимум, необхідно щоб $\Theta_{0\text{max}} \approx 180^\circ$, для 10-й гармоніки відповідно $\Theta_{0\text{max}} \approx 430^\circ$.

Для отримання таких великих кутів обертання площини поляризації світла, необхідно збільшити ефективну довжину активного кристала, розміщуючи його в резонаторі Фабрі-Перо.

На рис. 8 представлено спрощену конструкцію МОП спектра радіосигналу та його вихідні нелінійні характеристики. Світло від джерела 1 проходить через фільтр 2, фокусується лінзу 3, поляризатор 4, і потім потрапляє у магнітооптичний активний зразок 5.

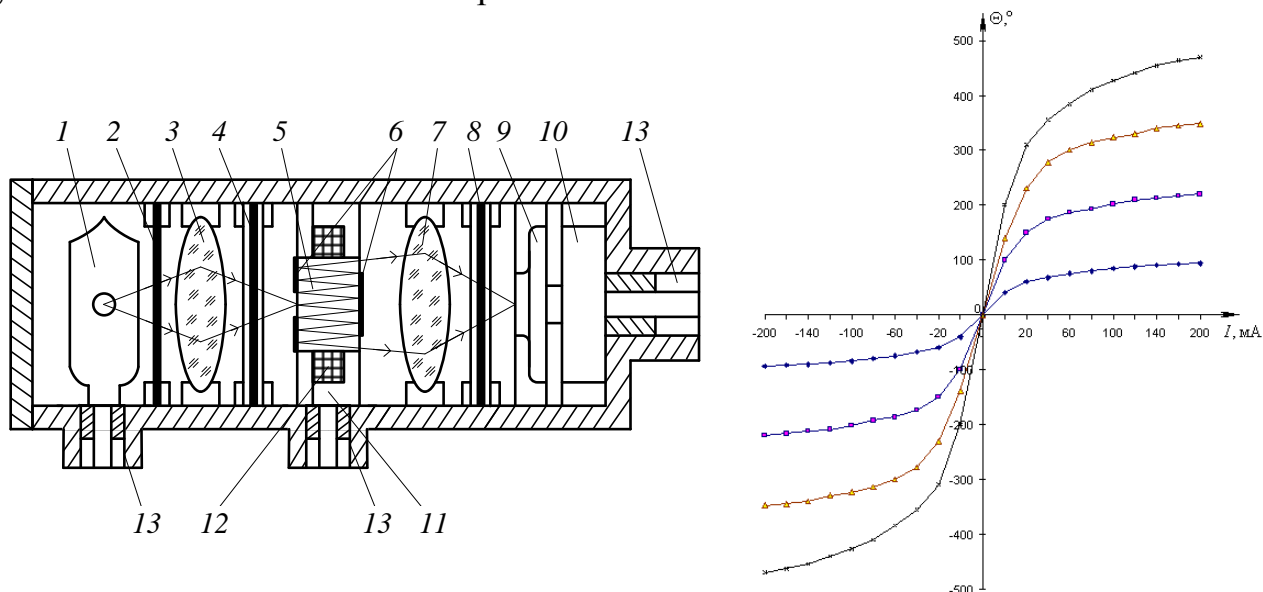


Рис. 8. Спрощена конструкція МОП та його вихідні нелінійні характеристики

Світловий промінь, багаторазово відбиваючись між дзеркалами 6, напилених сріблом, виходить із модулятора через другу діаграму, потім проходить через фокусувальну лінзу 7, аналізатор 8 і перетворюється фотоприймачем 9 в електричний сигнал, N -я гармоніка якого виділяється вузькосмуговим підсилювачем 10. Корпус модулятора 11, що виконаний разом із активним кристалом замкнутого магнітопроводу, виготовлений із полікристалічного фериту НМ-1500. Усередині нього розміщена підмагнічувальна обмотка 12, виконана у вигляді безкаркасної котушки (100 витків, проводом ПЕВ, діаметром 0,2 мм). Магнітооптичний активний зразок 5 – монокристал ($Y_3Fe_5O_{12}$) вирізано у формі циліндра діаметром 10 мм і довжиною 8,5 мм та прозорий у ближній інфрачервоній області спектра.

Для ідентифікації отриманих вихідних характеристик МОП використовуємо методику, яка полягає в апроксимації нелінійних характеристик методом найменших квадратів. Для цього представимо статистичні характеристики МОП у вигляді табл. 1 відповідності входу і виходу.

Таблиця 1

Статистичні характеристики МОП

Підмагнічувальний струм I_i , мА		0	10	20	40	60	80	100	120	140	160	200
Кут повороту площини поляризації, Θ	Одноразове проходження променя	0	40	60	68	75	80	85	87	90	92	93
	Триразове проходження променя	0	100	150	175	187	193	202	210	213	217	220
	П'ятиразове проходження променя	0	140	230	278	300	314	323	330	340	345	348
	Семиразове проходження променя	0	200	310	355	385	410	427	440	455	463	470

Для оцінки точності ідентифікації характеристик скористаємося абсолютним критерієм адекватності, який стосовно аналізованого завдання отримає вигляд:

$$K = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} |\Theta(I_i) - \Theta_a(I_i)| (I_{i+1} - I_i)}{\sum_{i=0}^{n-1} \Theta(I_i) \cdot (I_{i+1} - I_i)} \cdot 100 \% .$$

За результатами розрахунків коефіцієнтів апроксимувальних поліномів

– 3-ї степені отримані значення критеріїв адекватності: $K_1 = 7,002 \% ; K_3 = 8,699 \% ; K_5 = 8,064 \% ; K_7 = 7,968 \% ;$

– 4-ї степені отримані значення критеріїв адекватності: $K_1 = 4,616 \% ; K_3 = 4,245 \% ; K_5 = 4,692 \% ; K_7 = 4,385 \% .$

На практиці застосування МОП частіше виникає зворотне завдання: визначення величини необхідного підмагнічувального струму для отримання необхідного кута повороту площини поляризації Θ . Тому скористаємося методикою апроксимації методом найменших квадратів для отримання аналітичних залежностей МОП $I = I(\Theta)$ (рис. 9). Отримані такі результати розрахунків коефіцієнтів апроксимувальних поліномів 4-го степеня критеріїв адекватності: $K_1 = 4,616 \% ; K_3 = 4,245 \% ; K_5 = 4,692 \% ; K_7 = 4,385 \% .$

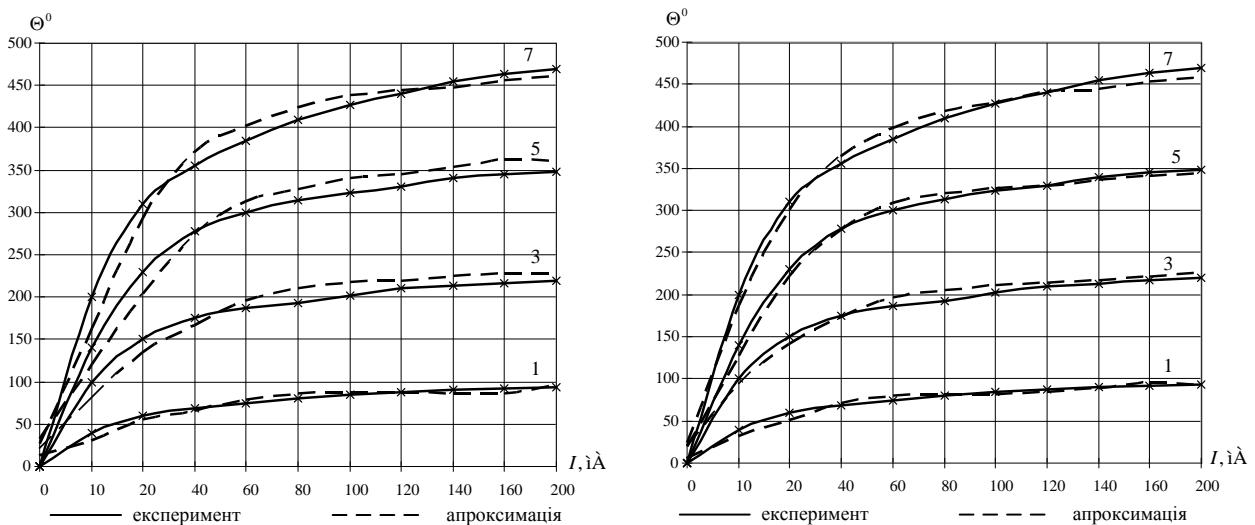


Рис. 9. Експериментальні й апроксимувальні залежності зовнішніх характеристик МОП для випадку апроксимувальних поліномів 3-го та 4-го порядків

Аналіз статичних характеристик МОП показує, що досліджуваний перетворювач є нелінійним і лінеаризація його характеристики можлива лише в невеликому околі робочої точки. Для дослідження динаміки МОП наведемо його структуру, що складається із двох ланок: аперіодичної, яка відображає інерційність наростання підмагнічувального струму в котушці, та нелінійного коефіцієнта підсилення $k(I)$, який відображає характер нелінійного зв'язку між підмагнічувальним струмом I та кутом повороту площини поляризації Θ (рис.10).

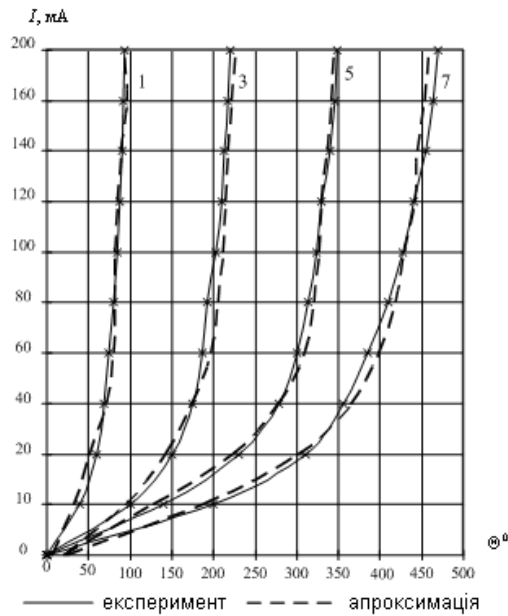


Рис. 10. Експериментальні й апроксимувальні залежності зовнішніх характеристик МОП для випадку апроксимувального полінома 4-го порядку

Для Simulink-моделі використовується аперіодична ланка Transfer Fcn зі сталою часу порядку 1 мс являє собою підмагнічувальну обмотку, блок Look-up Table (2-d) – нелінійний коефіцієнт підсилення МОП, вікно налаштування цього блоку наведено нижче (рис. 11), де у вікні матриці вихідних величин задаються таблиці відповідності МОП (див. табл. 1).

Блок Step призначений для завдання величини керувального струму, блок Constant – для вибору числа кратності проходження променя через активний зразок. Наведена модель для випадку триразового проходження променя для другої характеристики МОП (рис.12).

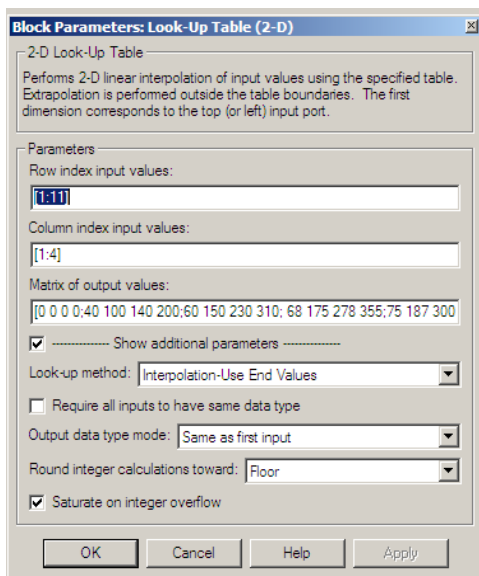


Рис.11. Вікно налаштування блока Look-Up Table (2-d)

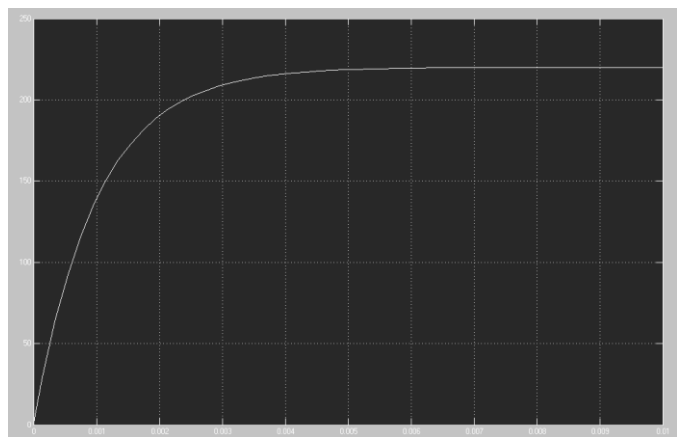


Рис.12. Перехідний процес при триразовому проходженні променя

Стрибокподібна зміна струму в обмотці призводить до появи перехідного процесу.

ВИСНОВКИ

1. У дисертації вирішена актуальна науково-прикладна задача підвищення ефективності спектральних перетворень сигналів у радіотехнічних системах на основі використання особливостей апаратної функції МОП та його вихідної нелінійної характеристики.

2. Наведені результати досліджень показують принципову можливість здійснювати перетворення спектра сигналу за допомогою МОП, а саме: множення та перетворення частоти сигналу, амплітудну і фазову модуляцію, ущільнення та розширення спектра сигналу.

3. На основі дослідженого методу із використанням МОП запропоновано конструктивні рішення для побудови функціональних вузлів радіотехнічних пристроїв. Розроблено блок-схему пристрою-помножувача частоти послідовного наближення з магнітооптичним перетворювачем та алгоритм роботи, які можуть бути використані у пристроях формування й обробки сигналів.

4. Запропоновано функціональну схему магнітооптичного фазометра та алгоритм функціонування, які дозволяють створювати прилади високої точності для вимірювання різниці фаз сигналів, а також використовувати даний спосіб побудови в радіотехнічних системах і комплексах, наприклад, спостереження та радіонавігації.

5. Отримано аналітичні співвідношення залежностей кута повороту площини поляризації від величини підмагнічувального струму за різної кількості відбиття променя в активній речовині МОП дозволяють автоматизувати задачу пошуку амплітуди підмагнічувального струму.

6. Створено комп'ютерну динамічну модель МОП, яка дозволяє проводити імітаційне моделювання вихідних характеристик перетворювача спектра радіосигналів та досліджувати перехідні режими у пристроях з МОП.

СПИСОК ОПУБЛІКОВАНИХ ПРАЦЬ ЗА ТЕМОЮ ДИСЕРТАЦІЇ

1. Oleksander Slobodian and Olena Zharova. Signal conversion in radio technical systems based on a magneto-optical converter. *Věda a perspektivy*. Praha, Česká republika. 2021. №1(1). pp 296-306 [https://doi.org/10.52058/2695-1584-2021-1\(1\)](https://doi.org/10.52058/2695-1584-2021-1(1)).

2. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян А. П., Єнчев С. В. Спектральное преобразование радиосигнала оптоэлектронным методом. *Електроніка та системи управління*. 2005. Вип. 4. С. 21–29.

3. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Оптоелектронний перетворювач спектру радіосигналу інфра- і низькочастотного діапазонів. *Автошляховик*, 2006. Вип. 9. С. 154–158.

4. Слободян А. П., Єнчев С. В., Тронько В. Д., Асанов М. М. Расчет и анализ характеристик импульсных лазерных дальномеров. *Електроніка та системи управління*. 2007. Вип. 1(11). С. 156–163.

5. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П., Єнчев С. В. Ідентифікація зовнішніх характеристик оптоелектронного перетворювача спектра радіосигналу. *Вісник Центрального наукового центру Транспортної академії України*. 2007. Вип. 10. С. 81–84.

6. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Фотополяриметричний спосіб вимірювання різниці фаз електричних сигналів інфра- і низькочастотного діапазонів. *Вісник Центрального наукового центру транспортної академії України*. 2008. Вип. 11. С. 97–99.

7. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П., Єнчев С. В. Динамічна модель магнітооптичного перетворювача спектра радіосигналу. *Вісник Центрального наукового центру транспортної академії України*. 2009. Вип. 12. С. 125–128.

8. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П., Асанов М. М. Прецизійний пристрій фіксації зміни температури на ферромагнітному кристалі. *Вісник Центрального наукового центру транспортної академії України*. 2010. Вип. 13. С. 106–108.

9. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Спосіб і пристрій вимірювання різниці фаз сигналів інфра- та низькочастотного діапазонів. *Вісник Центрального наукового центру транспортної академії України*. 2010. Вип. 13. С. 148–152.

10. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Оптиелектронний спосіб множення амплітуд гармонійних сигналів інфра- та низькочастотного діапазонів. *Вісник Центрального наукового центру транспортної академії України*. 2011. Вип. 14. С. 122–124.

11. Слободян О. П. Магнітооптичний спосіб множення частоти сигналу низькочастотного діапазону. *Наукоємні технології*. 2018. Вип. 2(38). С. 203–209.

Патенти на винахід:

1. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Оптиелектронний перетворювач спектра сигналу. Пат. 95363. Україна, МПК G01N 21/21. – № а 200912857; Заявл. 11.12.2009; Опубл. 25.07.2011, Бюл. № 14. – 4 с.

2. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П. Магнітооптичний спосіб зсуву фази електричного сигналу. Пат. 94332 Україна, МПК G02F 1/01, H03N 11/16. – № а200912856; Заявл. 11.12.2009; Опубл. 26.04.2011, Бюл. № 8. – 5 с.

3. Скрипець А. В., Тронько В. Д., Слободян О. П., Лінчевський І. В. Спосіб множення частоти електричного сигналу. Пат. 96807 Україна, МПК G01N 21/21, H03B 19/00. – № а200912858; Заявл. 11.12.2009; Опубл. 12.12.2011, Бюл. № 23. – 4 с.

АНОТАЦІЯ

Слободян О. П. Спектральний метод перетворення сигналів у радіотехнічних системах на основі магнітооптичного перетворювача. – Рукопис.

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук зі спеціальності 05.12.17 – радіотехнічні та телевізійні системи. – Національний авіаційний університет МОН України, Київ, 2021 рік.

Метою дисертації є підвищення ефективності перетворення сигналів у радіотехнічних системах на основі використання магнітооптичних перетворювачів.

Дисертація спрямована на вирішення актуальної науково-прикладної задачі, що полягає в ефективності використання нового методу спектрального перетворення сигналів на основі ефекту Фарадея та закону Малюса за допомогою магнітооптичного перетворювача. Запропоновані конструктивні рішення та нові способи перетворення сигналів для вузлів радіотехнічних пристроїв: перетворювач спектра сигналу, помножувач частоти сигналу, помножувач амплітуд сигналів, фазообертачі та пристрої вимірювання різниці фаз сигналу. Це дозволяє значно розширити область застосування методу та розробити пристрої, зокрема для радіотехнічних систем, на його основі.

Ключові слова: метод, перетворення спектра, множення частоти, зсув фази, вимірювання фази, ідентифікація

АННОТАЦІЯ

Слободян А. П. Спектральный метод преобразования сигналов в радиотехнических системах на основе магнитооптического преобразователя. – Рукопись.

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.17 – радиотехнические и телевизионные системы. – Национальный авиационный университет, Киев, 2021.

Целью диссертации является повышение эффективности преобразования сигналов в радиотехнических системах на основе использования магнитооптических преобразователей.

Диссертация направлена на решение актуальной научно-прикладной задачи, заключается в эффективности использования нового метода спектрального преобразования сигналов на основе эффекта Фарадея и закона Малюса с помощью магнитооптического преобразователя. Предложенные конструктивные решения и новые способы преобразования сигналов для узлов радиотехнических устройств: преобразователь спектра сигнала, умножитель частоты сигнала, умножитель амплитуд сигналов, фазовращатели и устройства измерения разности фаз сигнала. Это позволяет значительно расширить область применения метода и разработать устройства, в частности для радиотехнических систем, на его основе.

Ключевые слова: метод, преобразования спектра, умножения частоты, сдвиг фазы, измерения фазы, идентификация

ABSTRACT

Slobodyan O. P. Spectral method of signal conversion in radio systems based on magneto-optical converter. – Manuscript.

The dissertation on competition of a scientific degree of the candidate of technical sciences on a specialty 05.12.17 – radio engineering and television systems. – National Aviation University, Kyiv, 2021.

The aim of the dissertation is to increase the efficiency of signal conversion in radio systems based on the use of magneto-optical converters.

The dissertation is directed on the decision of an actual scientific and applied problem which consists in efficiency of use of a new method of spectral conversion of signals on the basis of Faraday effect and Malus' law by means of the magneto-optical converter. Constructive solutions and new methods of signal conversion for radio equipment units are proposed: signal spectrum converter, signal frequency multiplier, signal amplitude multiplier, phase shifters and signal phase difference measuring devices. This allows to significantly expand the scope of the method and to develop devices, in particular for radio systems, based on it.

Keywords: method, spectrum conversion, frequency multiplication, phase shift, phase measurement, identification.

Підп. до друку 18.08.21. Формат 60x84/16. Папір офс.
Офс. друк. Ум. друк. арк.1,39. Обл.-вид. арк.1,5.
Тираж 100 пр. Замовлення №143-1.

Видавець і виготівник
Національний авіаційний університет
03058. Київ – 58, проспект Любомира Гузара, 1

Свідоцтво про внесення до Державного реєстру ДК № 977 від 05.07.2002