

## АДАПТИВНИЙ ВИМІРЮВАЧ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРОМАГНІТНОГО ПОЛЯ

*Розглянуто автоматичний вимірювальний комплекс, який забезпечує розкладання напруженості поля, що приймається, в лінійному ортогональному поляризаційному базисі і самофокусує антенну решітку в напрямі надходження хвилі. Висока точність вимірювання складових напруженості поля досягається за рахунок часового ущільнення сигналів з виходів елементів антенної решітки і послідовної обробки сигналів одним передавальним трактом. Розроблена структурна схема вимірювача фазового зсуву дозволяє оцінювати різницю фаз сигналів, що існують у тракті пристрою у різні проміжки часу. Передбачено формування точних сигналів керування процесами ущільнення каналів і виокремлення каналів, які унеможливають похибки за рахунок перекриття часових проміжків з різних передавальних каналів.*

**Вступ.** Широке застосування радіоелектронних систем телекомунікації, радіонавігації, радіомоніторингу зумовлює потребу виконувати спеціальні технічні та організаційні заходи щодо забезпечення сумісного функціонування радіозасобів різного призначення. Такі заходи будуються на теоретичних засадах, які розроблено за умов, що параметри електромагнітної обстановки в певному локальному просторі заздалегідь відомі. До цих параметрів належать дислокація джерел випромінювання, їх потужність, частоти випромінювання, дислокація пристроїв приймання електромагнітних хвиль, напруженість і поляризація поля в будь-якій точці розглядуваного простору і т. ін. З усіх параметрів електромагнітної обстановки можна виокремити такі, які не задаються безпосередньо, наприклад, в технічних паспортах на систему, а які потрібно вимірювати або розраховувати з урахуванням географічної особливості місцевості. Це передусім напруженість поля, поляризація і частота коливань. Це головні параметри електромагнітної обстановки для точок тієї зони, у якій розглядається функціонування будь-якого радіотехнічного засобу.

**Постановка завдання.** Сучасні системи вимірювання параметрів електромагнітного поля забезпечують кількісну оцінку значень або напруженості поля, або напрямку надходження хвилі, або поляризаційної характеристики електромагнітної хвилі. Тобто, для дослідження електромагнітної обстановки потрібно використовувати комплект вимірювальної апаратури. Очевидно, що вимірювання трьох параметрів такою спеціалізованою апаратурою потребує на контрольно-вимірювальному пункті встановлення декількох антен, забезпечення відповідного внутрішнього об'єму приміщення для організації робочих місць та потрібну потужність живлення пристроїв. Крім того, апаратура спеціалізованого призначення ускладнює одноментне вимірювання всіх цих параметрів, що особливо важливо для сучасних умов, коли використовуються складні сигнали і різноманітне ущільнення каналів.

Отже, існує проблема створення автоматизованого вимірювального комплексу (АВК), який би давав змогу одночасно вимірювати напруженість електромагнітного поля на заданій частоті, напрям надходження хвилі і її поляризаційні характеристики. Точність вимірювання параметрів має бути такою, яка забезпечується спеціалізованою апаратурою. Автоматичний вимірювальний комплекс має працювати від однієї антени або антенної системи з мінімальною кількістю випромінювачів. Бажано, щоб АВК був здатним підвищувати відношення сигналу до шуму. Це дало б можливість аналізувати сигнали з інтенсивними завадами.

**Теоретичні засади.** Для багатьох випадків напруженість поля можна вимірювати за допомогою каліброваної антени і приймача з відомим коефіцієнтом передачі сигналу від входу до виходу. Нехай діюча довжина антени дорівнює  $l_d$ , а коефіцієнт передачі приймача, що

включає передачі всіх послідовно приєднаних вузлів, становить  $k_{пр}$ . Тоді, вимірюючи напругу на виході приймача  $U_{вих}$ , розраховуємо напруженість поля за формулою

$$E = \frac{U_{вих}}{k_{пр} J_d} . \quad (1)$$

Вихідна напруга буде досить точно відображати напруженість електромагнітного поля, якщо хвиля лінійно поляризована, антена теж лінійної поляризації та хвиля і антена повністю поляризаційно узгоджені.

У загальному випадку поляризація хвилі обертова. Навіть коли випромінюється лінійно поляризована хвиля, внаслідок впливу середовища відбувається поворот поляризації, деполаризація, виникають кросполяризаційні складові. У місці приймання поляризація хвилі може набути обертового характеру. Отже, використання у вимірювальній апаратурі антен лінійної поляризації з точним значенням діючої довжини не забезпечує високої точності вимірювання напруженості поля .

Щоб зменшити поляризаційні похибки до мінімуму, доцільно використовувати дві антени лінійної поляризації зі взаємно перпендикулярним розташуванням. Така антена буде розкладати хвилю будь-якої поляризації на дві лінійно поляризовані ортогональні складові [1]:

$$\left. \begin{aligned} e_n &= E_n \cos \psi \varphi, \\ e_\varphi &= E_\varphi \cos(\psi \varphi + \psi_\Pi), \end{aligned} \right\}$$

де  $n$  і  $\varphi$  - прямокутна координатна система, що утворюються в апертурі антени й осі якої  $n$  і  $\varphi$  збігаються з перетинами площинами поляризації поля випромінювання з апертурою;  $E_n$  і  $E_\varphi$  - амплітуди ортогональних складових напруженості електромагнітного поля;  $\psi$  - колова частота;  $\psi_\Pi$  - фазовий зсув між ортогональними складовими вектора напруженості електромагнітного поля.

Відомі значення амплітуд ортогональних складових  $E_n$  і  $E_\varphi$ , а також фазовий зсув  $\psi_\Pi$  дають змогу обчислити компоненти одиничного поляризаційного вектора:

$$\cos \nu = \frac{E_n}{\sqrt{E_n^2 + E_\varphi^2}} ;$$

$$\sin \nu = \frac{E_\varphi}{\sqrt{E_n^2 + E_\varphi^2}} ,$$

тангенс кута нахилу поляризаційного еліпса

$$\operatorname{tg} 2\Gamma = \frac{2 \operatorname{ctg} \nu \operatorname{ctg} \psi_\Pi}{\operatorname{ctg}^2 \nu - 1} ,$$

коефіцієнт еліптичності

$$k_e^2 = \frac{1 - \operatorname{ctg}^2 \nu \operatorname{tg}^2 \Gamma}{\operatorname{ctg}^2 \nu - \operatorname{tg}^2 \Gamma} ,$$

а також за знаком зсуву  $\psi_\Pi$  визначити напрям обертання поляризаційного еліпса.

Густину потужності електромагнітної хвилі знаходять за формулою

$$\Pi = \frac{E_n^2 + E_\varphi^2}{240\pi} .$$

Для пеленгації напрямку надходження хвилі доцільно використовувати антенну решітку (АР), що складається з двох антенних елементів. Але в цьому випадку для побудови автоматизованого вимірювального комплексу АР має забезпечуватися здатністю самофокусування. Ураховуючи те, що в АВК передбачено вимірювання фазового зсуву, можна запропонувати

дещо інший підхід до самофокусованої АР на відміну від описаних в літературних джерелах [1]. Очевидно, що в АР з двох елементів матимемо для будь-якої лінійно-поляризаційної складової два значення комплексних напруженостей (наприклад,  $\dot{E}_{и1}$  і  $\dot{E}_{и2}$ ). Фазовий зсув між ними залежатиме від відстані між елементами решітки  $d$ , довжини хвилі  $\lambda$ , що приймається, і кута  $\theta$  між напрямом надходження хвилі і перпендикуляром до апертури решітки

$$\theta = \frac{kd}{2} \sin \theta = \frac{pd}{\lambda} \sin \theta . \quad (2)$$

Оскільки фазовий зсув можна виміряти, а довжина хвилі встановлюється оператором, то напрям надходження хвилі визначається як

$$\theta = \arcsin \frac{\lambda \theta}{pd} . \quad (3)$$

У самофокусованій АР фазовий зсув  $\theta$  можна компенсувати за допомогою фазообертача в одному з трактів елементів АР. Після фазової компенсації сигнали високої частоти складаються, що збільшує відношення сигналу до шуму при певних відстанях  $d$  між елементами решітки. Теоретично відношення сигнал/шум зростає в 1,4 рази. Отже, наведені теоретичні засади дають можливість побудувати АВК, який вимірюватиме потрібні параметри електромагнітного поля і забезпечуватиме підвищення розрізняльної здатності порівняно зі спеціалізованими вимірювачами.

**Реалізація теоретичних засад.** Викладені теоретичні засади можна реалізувати за допомогою структурної схеми, зображеної на рис. 1. АР представлена двома елементами, виконаними з лінійних вібраторів із взаємно перпендикулярним розташуванням. Кожний елемент відокремлює ортогональні поляризаційні складові. В першому елементі вібратор  $A_{и1}$  сприймає складову  $E_{и1}$ , вібратор  $A_{\phi1}$  - складову  $E_{\phi1}$ . У другому елементі антенної решітки вібратор  $A_{и2}$  сприймає складову  $E_{и2}$ , а вібратор  $A_{\phi2}$  - складову  $E_{\phi2}$ . Очевидно, що конструктивними елементами АР можуть бути не тільки вібраторами. Це можуть бути рупори, дзеркальні та лінзові антени і т. ін. Але для прикладу будемо розглядати вібратори. Виходи вібраторів з'єднані з входами перемикачів режимів роботи (ПРР), які дають можливість виконувати контроль працездатності та похибок у передавальних трактах, перевести АВК у режим вимірювання з великою швидкістю або в режим компараторного вимірювання. Перемикачі ПРР переходять від одного режиму до іншого за сигналами процесора (Пр). Одночасно з напругами від елементів АР на ПРР надходить калібрована напруга від автоматично керованого атенюатора  $A_t$  і генератора сигналу ГС. Вихідна напруга генератора з великою точністю визначається за допомогою детектора ДЗ і процесора Пр. З виходів ПРР напруги надходять на перемикачі каналів  $\theta$  і  $\phi$  (ПК). Перемикач ПК1 працює з елементом АР1, ПК2 – з елементом АР2. Перемикачі ПК працюють на низькій частоті і протягом періоду  $T_1$  до виходу приєднують канал  $\theta$ , або канал  $\phi$ . Напруги з виходів ПК надходять у комутатор елементів антенної решітки (КЕАР), який послідовно пропускає сигнали елемента АР1 або елемента АР2. Таким чином, за період роботи  $T_2$  КЕАР відбувається часове ущільнення чотирьох каналів в одному тракті, який підводить напруги до змішувача Зм. Гетеродин Гет, який працює сумісно зі змішувачем, настроюється на частоту електромагнітної хвилі з урахуванням проміжної частоти  $f_{пр}$ , одночасно з генератором сигналу ГС. Таким чином, під час установа заданої частоти привід настроювання забезпечує відтворення частоти сигналу  $f_c$ , що приймається, генератором ГС і генерування гетеродином напруги з частотою  $f_c - f_{пр}$ . Проміжна частота перевищує частоту перемикачів каналів на два або більше порядків. Отже, на вхід підсилювача проміжної частоти з періодичністю  $T_2$  надходять чотири вибірки напруг з неперервних вхідних сигналів. Тривалість кожної вибірки становить  $T_1/2$ .

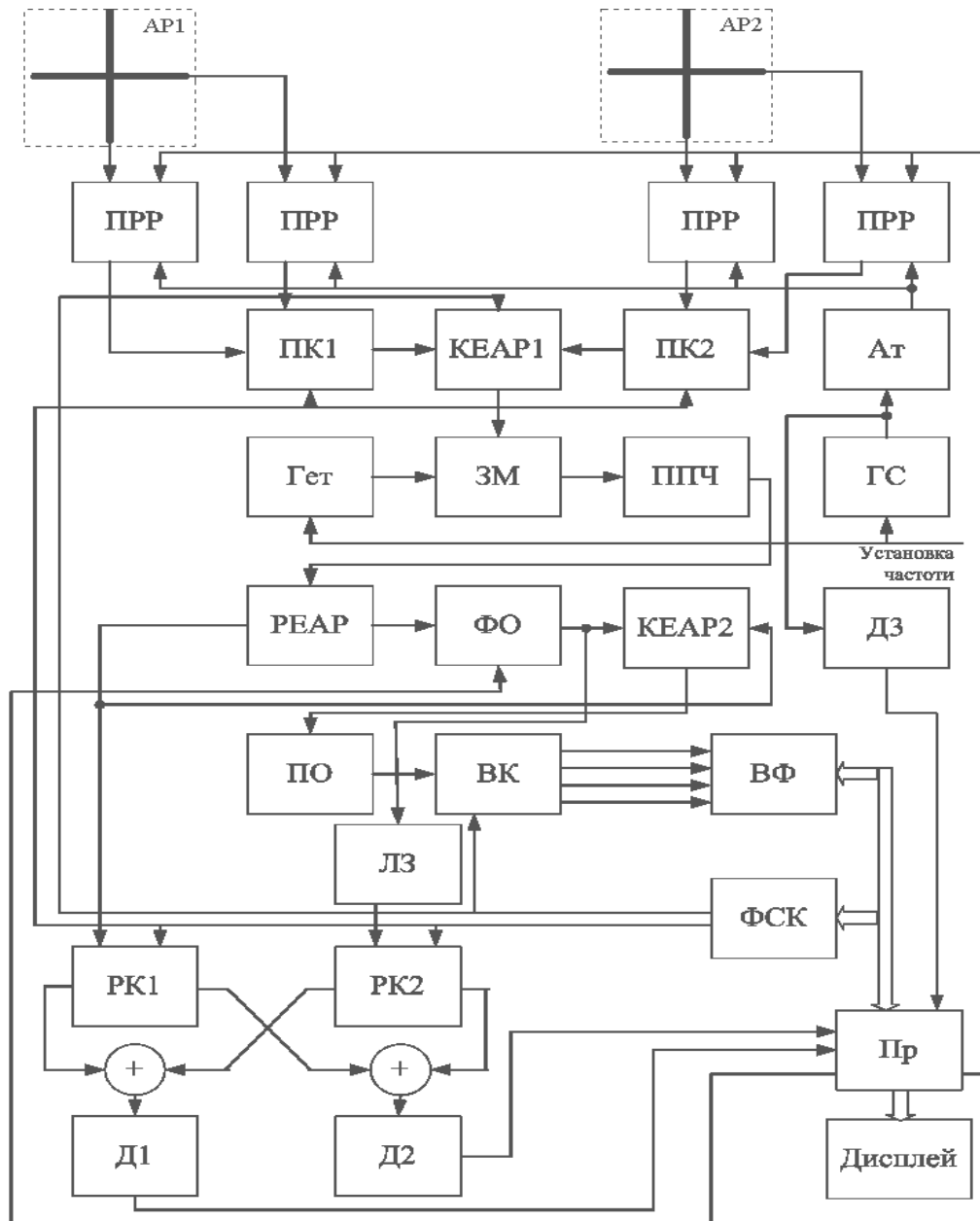


Рис.1. Структурна схема адаптивного вимірювача напруженості, поляризації і напрямку надходження електромагнітної хвилі

Після підсилення напруга підводиться до роз'єднувача трактів елементів АР (РЕАР). Вирізкі сигналів, що приймаються елементом АР2 антенної решітки надходять на керований процесором фазообертач ФФ. Сигнали керування виробляються за результатами вимірювання фазового зсуву ш за формулою (2). З цією метою тракти обох елементів АР після зсуву фази в ФФ об'єднуються комутатором КЕАР2 і напруги всіх чотирьох вибірок перетворюються за формою в прямокутні імпульси підсилювачем-обмежувачем (ПО). Це об'єднання трактів забезпечує підсилення тільки одним пристроєм ПО і не вносить спотворень у фазові співвідношення. Після такої трансформації сигналу всі чотири канали виокремлюються в чотири тракти виокремлювачем каналів ВК і у вимірювачі фази ВФ фазовий зсув між сигналами розділених трактів перетворюється в проміжки часу, за допомогою яких розраховується і усереднюється зсув фаз між напруженостями каналів  $i_1$  і  $i_2$ ,  $\varphi_1$  і  $\varphi_2$ ,  $i_1$  і  $\varphi_1$ ,  $i_2$  і  $\varphi_2$ . Таким

чином процесор обчислює зсув  $\psi$  і  $\psi_{\Gamma}$ . За визначеним кутом  $\psi$  керувальні сигнали, що виробляються процесором, установлюють на фазообертачі такий фазовий зсув, який би компенсував кут  $\psi$ . Отже, блоки ФО, ВК, ВФ і Пр є елементами замкнутого контура, який відпрацьовує сигнали керування адекватності фазовому зсуву – контур автоматичного регулювання, завдяки якому сигнали елемента антенної решітки AP2 стають синфазними відповідними сигналами антенного елемента AP1.

Синфазні сигнали елемента AP2 зсуваються в часі на проміжок  $T_1/2$  за допомогою лінії затримки ЛЗ, тобто вибірки сигналів елементів AP1 і AP2 стають синфазними та синхронними. Роздільники каналів РК1 і РК2 виокремлюють канали  $\psi$  і  $\varphi$  з трактів першого і другого елементів, після чого сигнали підсумовуються (напруги  $U_{\psi 1}$  і  $U_{\psi 2}$  та  $U_{\varphi 1}$  і  $U_{\varphi 2}$ ).

Таким чином, амплітуди сигналів подвоюються, а шуми підсумовуються з урахуванням їх статичних властивостей. Детектори Д1 і Д2 виробляють однополярні напруги, значення яких відображають усереднені амплітуди сигналів високої частоти  $E_{\psi}$  та  $E_{\varphi}$ . Оскільки напруженості поля обчислюються за формулою (1), то процесор уточнює значення діючої довжини антени, вісь якої горизонтальна. Очевидно, що діюча довжина півхвильового вібратора може коректуватися за формулою

$$l_d = \frac{\lambda}{p} \frac{\cos\left(\frac{p}{2} \sin \alpha\right)}{\cos \alpha},$$

де кут  $\alpha$  обчислюється за формулою (3).

У випадку використання інших антенних елементів діюча довжина коректується в процесорі так:

$$l_d = l_d(\alpha = 0)F(\alpha),$$

де  $l_d(\alpha = 0)$  - діюча довжина під час падіння електромагнітної хвилі нормально до апертури антени;  $F(\alpha)$  - нормована характеристика спрямованості випромінювача, який розміщується паралельно поверхні землі.

Визначення коефіцієнта передачі  $k_{\text{пр}}$  відбувається в режимі контролю. У цьому режимі за допомогою керованого атенюатора Ат процесор зрівнює напруги з детекторів Д1, Д2 і Д3. Очевидно, що при цьому добуток коефіцієнта атенюації і коефіцієнта передачі напруги всього тракту АВК досягає одиниці. Оскільки у всіх чотирьох каналах сигнали мають однакові амплітуди і фази, то в режимі контролю  $E_{\psi} = E_{\varphi}$  і  $\psi_{\Gamma} = 0$ ,  $\psi = 0$ .

У режимі компараторного вимірювання напруги з виходів детекторів Д1 і Д2 послідовно порівнюються з напругою, що надходить з виходу атенюатора. Коли різниця між амплітудами напруг дорівнює нулю, амплітуди напруг  $E_{\psi}$  і  $E_{\varphi}$  визначаються як напруга на виході генератора ГС у разі ослаблення на коефіцієнт атенюації. Тобто і в цьому випадку відбувається в процесорі порівняння вимірюваних напруг сигналів з відомою напругою генератора ГС.

Особливе місце в АВК займають формувач сигналів керування перемикачами ПК, комутаторами КЕАР, роздільником трактів РЕАР, роздільниками каналів РК і виокремлювачем каналів ВК. Схему формувача сигналів керування показано на рис 2. Вона складається з генератора коротких імпульсів ГКІ, який формує імпульси з періодом  $\tau$ . Стабільність цього періоду потрібно забезпечувати досить високою, тому що від точності установлення і стабільності періоду залежить точність вимірювання фазових зсувів. Безпосередньо короткі імпульси генератора ГКІ надходять у вимірювач фази і використовуються для дискретизації проміжків часу. Крім того, короткі імпульси подаються на входи чотирьох вентилів В1, В2, В3 і В4. Вентилі відкриваються або закриваються сигналами, що створюються перемикачем вентилів (ПВ). У перемикачі вентилів за сигналом початку роботи, який надходить від процесора і який складається з двох тригерів та лічильника коротких імпульсів, генеруються дві

“одиничні” напруги -  $U_1(t)$  та  $U_2(t-T_0)$  (рис. 3). За допомогою лічильника коротких імпульсів встановлюється бажане значення запізнення  $T_0$ :

$$T_0 = n_0\phi.$$

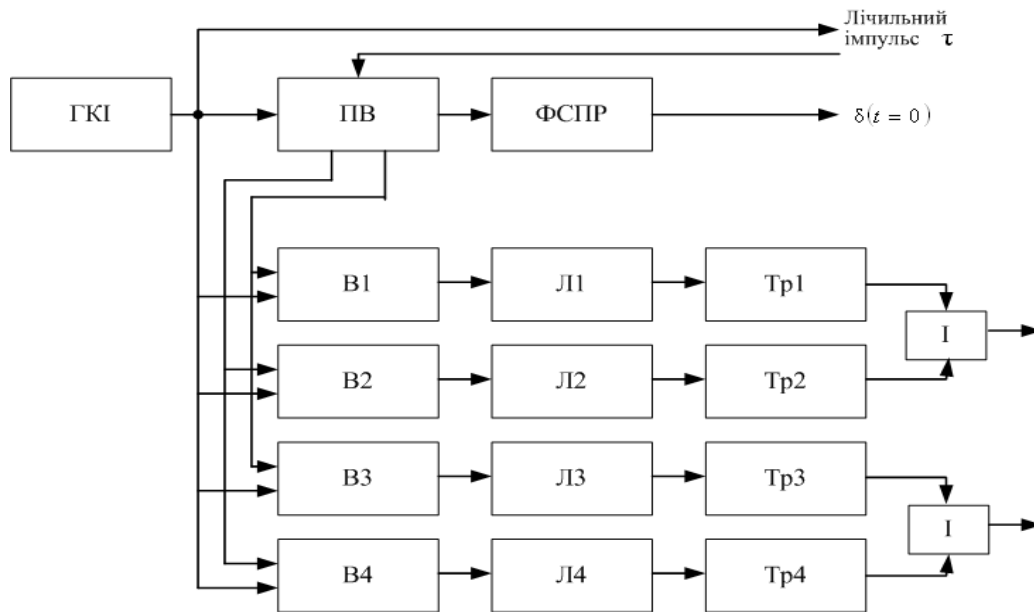


Рис. 2. Структурна схема формувача сигналів керування

Отже, вентилі В1 і В3 відкриваються одночасно з появою напруги  $U_1(t)$ , а вентилі В2 і В4- із запізненням  $T_0$ . З початком появи напруги  $U_1(t)$  формувач сигналу початку рахунку (ΦСПР) виробляє імпульс  $d(t=0)$ , який приводить у дію вимірювач фази.

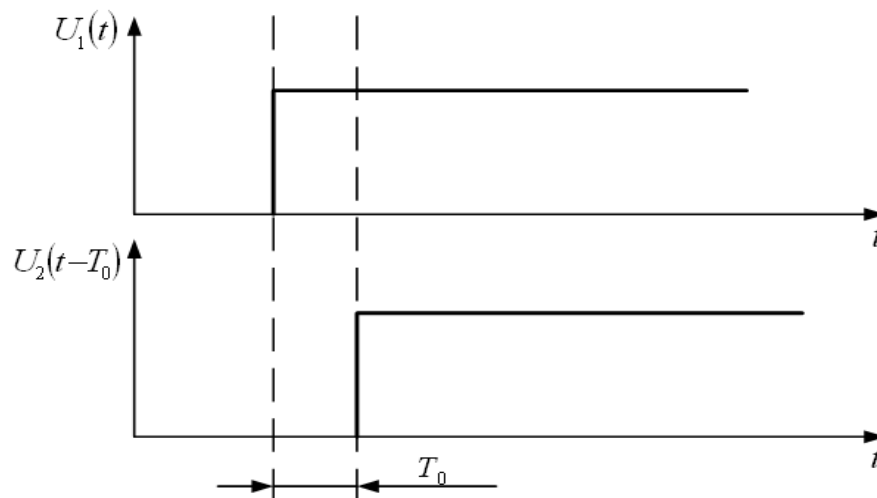


Рис. 3. “Одиничні” напруги  $U_1(t)$  і  $U_2(t-T_0)$

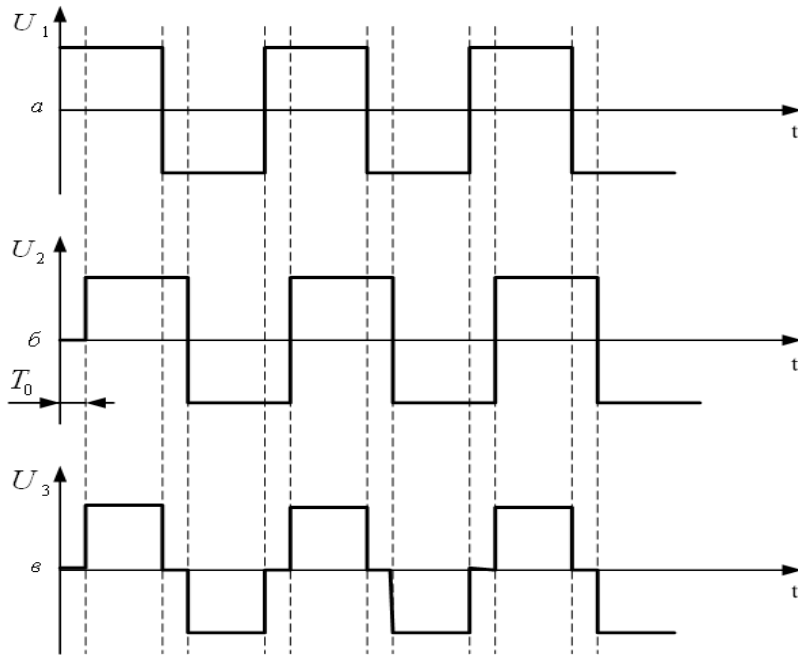


Рис. 4. Формування сигналів керування перемикачами і роз'єднувачами каналів

Відкриті вентиля пропускають короткі імпульси на входи лічильників: вентиля В1 і В3 з умовою нуля відліку часу, а вентиля В2 і В4 із запізненням  $T_0$ . Лічильник Л1 у разі нарахування  $n_1$  коротких імпульсів, де

$$n_1 = \frac{2(T_1 + T_2)}{\phi},$$

перекидає тригер Тр1 в інше положення. Завдяки цьому генерується напруга прямокутної форми з періодом  $T_1 + T_0$  (рис. 4). Лічильник Л2 сумісно з тригером Тр2 формує з таким самим періодом прямокутні імпульси напруги, але зсунуті на час  $T_0$  (рис. 4, б). Напруги з виходів тригерів складаються схемою І та на виході цієї схеми утворюється сигнал керування перемикачами і роз'єднувачами каналів (рис. 4, в).

Аналогічно формуються сигнали керування комутаторами роздільниками АР. Тільки сигнали з тригерів Тр3 і Тр4, а також зі схеми І будуть мати вдвічі більшу тривалість періоду. Форма отриманих сигналів (рис. 4, в), забезпечує надійне розділення каналів у разі часового ущільнення.

Схема вимірювача фази складається з чотирьох або восьми ідентичних структур у залежності від вимог до точності. Мінімальна кількість структур може становити тільки дві. У цьому разі, одна структура, що зображена на рис. 5, вимірює зсув фаз  $\psi$  між напругами  $U_{и1}$  і  $U_{и2}$ , а друга - визначає фазовий зсув  $\psi_{\Pi}$  між напругами  $U_{и1}$  і  $U_{\phi1}$ . З метою збільшення точності використовуються всі сигнали, тобто усереднюються кути, що визначаються за формулою:

$$\begin{aligned} \psi' &= \arg \dot{U}_{и1} - \arg \dot{U}_{и2}; \\ \psi'' &= \arg \dot{U}_{\phi1} - \arg \dot{U}_{\phi2}; \\ \psi'_{\Pi} &= \arg \dot{U}_{и1} - \arg \dot{U}_{\phi1}; \\ \psi''_{\Pi} &= \arg \dot{U}_{и2} - \arg \dot{U}_{\phi2}. \end{aligned}$$

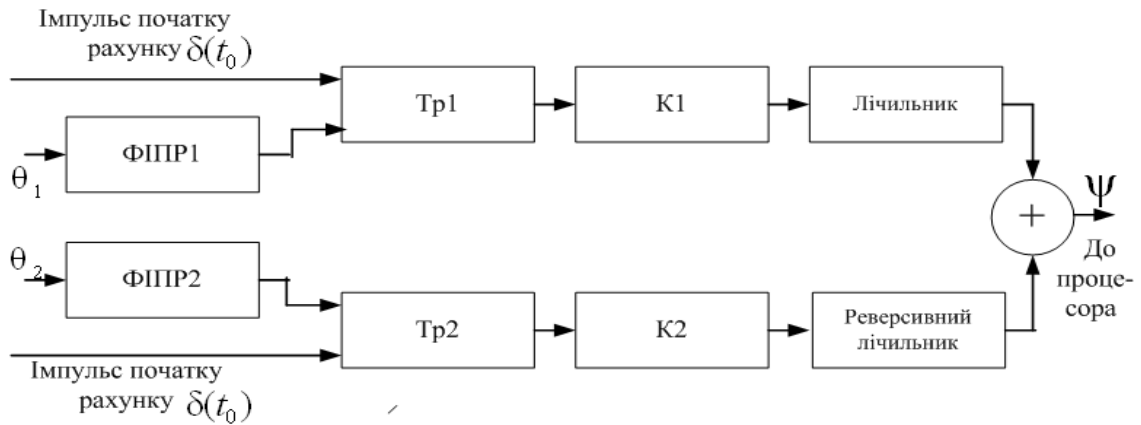


Рис. 5. Структурна схема вимірювача фази

Принцип вимірювання фази полягає в тому, що на тригер надходить імпульс  $d(t=0)$ , який переводить тригер у стан з високою вихідною напругою. Цією напругою відкривається ключ К, лічильні імпульси надходять у лічильник. Рахунок продовжується до моменту надходження на тригер переднього фронту першого імпульсу від вибірки сигналу  $U_{\phi 1}$ . На аналогічний другий канал також надходить імпульс  $d(t=0)$ , завдяки якому відкривається ключ. Але в цьому каналі використовується реверсивний лічильник, який починає рахунок з числа  $n_1 = 2(T_1 + T_0)/\phi$ . Формувачі імпульсів перекидання тригера ФППР1 після надходження на нього переднього фронту імпульсу переводить тригер у стан з низькою напругою, ключ К1 закривається і лічильник припиняє рахунок. ФППР2 таким же чином після приходу переднього фронту другого імпульсу ( $U_{\phi 2}$ ) переводить тригер Тр2 у стан з низькою напругою, К2 закривається і реверсивний лічильник припиняє зворотний відлік.

Вибірки імпульсів з лічильників складаються в суматорі (вибірка з реверсивного лічильника має від'ємне значення) і остаточний сигнал, що являє собою набір коротких імпульсів, тривалість яких відповідає зсуву фаз  $\psi'$  між напругами  $U_{\phi 1}$  і  $U_{\phi 2}$ , прямує до процесора. Так само вимірюються зсуви фаз  $\psi''$ ,  $\psi_{\Pi}'$ ,  $\psi_{\Pi}''$  між напругами  $U_{\phi 1}$  і  $U_{\phi 2}$ ,  $U_{\Pi 1}$  і  $U_{\phi 1}$ ,  $U_{\Pi 2}$  і  $U_{\phi 2}$ .

**Висновок.** Для базових станцій такий автоматизований адаптивний комплекс дуже доцільний. Він не потребує постійного настроювання антени за напрямом надходження і поляризацією електромагнітної хвилі. Це набагато спрощує роботу операторів станції моніторингу.

Використання АВК забезпечує високе відношення сигнал/завада, що зменшує похибки вимірювання напруженості поля. Водночас АВК вимірює поляризаційні характеристики і напрям надходження хвилі.

Запропонована обробка на одній частоті дає можливість використовувати змінні антени, щоб забезпечити покриття потрібної смуги частотного діапазону.

### Список літератури

1. *Ільницький Л. Я., Савченко О. Я., Сібрुक Л. В.* Антени та пристрої надвисоких частот: Підручник для ВНЗ / За ред. Л. Я. Ільницького. – К.: Укртелеком. 2003. – 496 с.