

УДК 621.317.7.083.92

В.М. Чинков, В.О. Бронських

Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба

## ЦИФРОВИЙ КОМБІНОВАНИЙ ВИМІРЮВАЧ МОДУЛЯЦІЇ З РІВНОМІРНИМ КРОКОМ СКАНУВАННЯ АМ СИГНАЛУ

*Розроблений цифровий комбінований вимірювач модуляції, що ґрунтується на скануванні АМ сигналу постійною напругою з рівномірним кроком. Наведені алгоритми вимірювання коефіцієнтів модуляції вгору та вниз, середнього значення напруги та фазочастотної характеристики АМ сигналу.*

*Модуляція, амплітудно-модульований сигнал, амплітудний модулометр, сканування*

### Вступ

**Постановка проблеми.** Серед вимірювальних сигналів, контрольовані параметри яких визначають технічний стан озброєння та військової техніки (ОВТ), важливе місце займають амплітудно-модульовані (АМ) сигнали. Інформативними параметрами цих сигналів, які підлягають вимірюванню та контролю при метрологічному обслуговуванні ОВТ, є коефіцієнти амплітудної модуляції, середнє значення та фазочастотна характеристика. Але на цей час відсутні комбіновані (уніфіковані) вимірювачі модуляції, призначені для вимірювання вказаних характеристик АМ сигналів. До того ж відомі промислові вимірювачі модуляції не в повній мірі задовольняють сучасні вимоги до їх метрологічних характеристик та автоматизації вимірювань, що особливо важливо для засобів вимірювальної техніки військового призначення.

**Аналіз літератури.** На цей час промислові вимірювачі модуляції, аналогові та цифрові, базуються на методі подвійного аналогового лінійного детектування (демодуляції та амплітудного детектування) [1 – 4]. Ці дві операції призводять до суттєвого обмеження функціональних можливостей вимірювача, подальшого підвищення його метрологічних характеристик, зменшення частоти несучої, автоматизації вимірювань, використання сучасної інтегральної мікросхемотехніки, зокрема мікропроцесорів. Тому подальше принципово якісне удосконалення цифрових вимірювачів модуляції можливе тільки на основі цифрової вимірювальної техніки, зокрема цифрової обробки сигналів.

**Мета статті** – дослідження та розробка цифрового комбінованого вимірювача параметрів АМ сигналів з підвищеними метрологічними характеристиками і високим рівнем автоматизації вимірювань на основі методу сканування АМ сигналу постійною напругою з рівномірним кроком.

### Основний матеріал

Модуляція здійснюється шляхом схемного впливу модулюючого сигналу (обвідної) на один з інформаційних параметрів несучого сигналу. Найча-

стіше у вимірювальній техніці як несучий застосовується гармонічний сигнал

$$u(t) = U_{\max} \cos(\omega_0 t + \psi_0),$$

де  $U_{\max}$ ,  $\omega_0$ ,  $\psi_0$  – амплітуда, кругова частота та початкова фаза несучого сигналу відповідно.

Всі види цифрових амплітудних модулометрів ґрунтуються на вимірюванні максимального  $U_{\max}$  і мінімального  $U_{\min}$  значень АМ сигналу й обчислення за цими значеннями коефіцієнта амплітудної модуляції (КАМ)

$$m = (U_{\max} - U_{\min}) / (U_{\max} + U_{\min}). \quad (1)$$

Максимальне й мінімальне значення АМ сигналу можуть бути виміряні за «вибірковими» миттєвими значеннями та методом сканування [5]. Більш досконалим є метод вимірювання параметрів АМ сигналів за допомогою їх сканування, причому можливе рівномірне та нерівномірне сканування.

Метод вимірювання параметрів АМ сигналів з рівномірним кроком сканування ґрунтується на вимірюванні максимального й мінімального значень АМ сигналу з наступним обчисленням коефіцієнта модуляції. Сутність його пояснюється часовими діаграмами (рис. 1).

Нехай несуча модулюється несинусоїдною напругою (рис. 1, а). Як відомо, КАМ вгору  $\mu_v$  й вниз  $\mu_n$  визначаються з виразів

$$\mu_v = U_{m.v.} / U_{cp} = (U_{\max} - U_{cp}) / U_{cp};$$

$$\mu_n = U_{m.n.} / U_{cp} = (U_{cp} - U_{\min}) / U_{cp},$$

де  $U_{m.v.}$  та  $U_{m.n.}$  – максимальні додатні й від'ємні значення АМ сигналу  $u_m(t)$ ;  $U_{cp}$  – середнє значення АМ сигналу.

Напруги  $U_{\max}$  і  $U_{\min}$  визначають таким чином. Формують калібровану постійну напругу  $U_k$ , діапазон зміни якої обирають так, щоб він перекривав гранично можливі значення  $U_{\max}$  і  $U_{\min}$ . Цією напругою сканують АМ сигнал, змінюючи її від максимального значення  $U_{k,\max}$  у бік зменшення певними дискретами  $\Delta U$ , тобто задають ряд рівнів каліброваної напруги й обмежують цими рівнями мит-

теві значення АМ напруги, підраховуючи кількість амплітудних значень несучої над кожним рівнем каліброваної напруги. Кількість перевищень дорівнює кількості імпульсів, які формуються в результаті обмеження за один період модулюючого сигналу. Так, при верхньому рівні каліброваної напруги  $U_{к.в}$  формується один імпульс (рис. 1, б), при будь-якому проміжному рівні  $U_{к.і} - n_i$  імпульсів (рис. 1, в), а при нижньому рівні  $U_{к.н}$  – максимальна кількість імпульсів  $n$  (рис. 1, г). Тоді

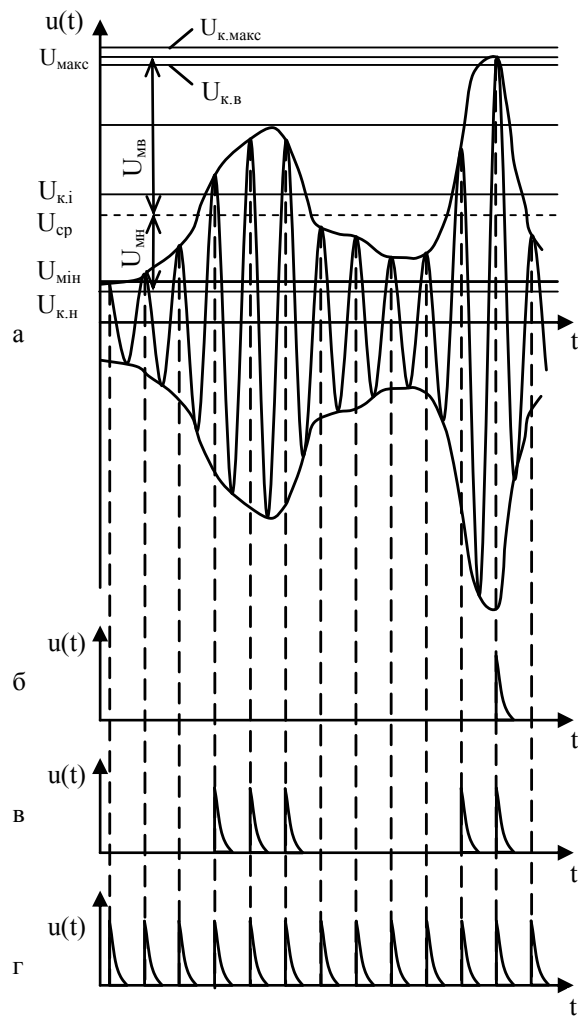


Рис. 1. Часові діаграми вимірювання параметрів модуляції з рівномірним кроком сканування  
 $U_{\max} = U_{к.в} \pm \Delta U$ ;  $U_{\min} = U_{к.н} \pm \Delta U$ .

Таким чином, при скануванні фактично переходять від досить складної операції вимірювання напруг до операції підрахунку імпульсів, які формуються в моменти перевищення амплітуди несучої каліброваної напруги, якою сканують АМ сигнал. Це дозволяє поліпшити метрологічні характеристики вимірювача й істотно спростити його схемну реалізацію.

Структурна схема запропонованого цифрового вимірювача наведена на рис. 2, а часові діаграми, що пояснюють його роботу, – на рис. 3.

Амплітудно-модульований сигнал  $u(t)$  (рис. 3, а) через вхідний блок ВхБ надходить на блок амплітудних дискримінаторів БАД, блок керування БК та частотний помножувач ЧП. Блок амплітудних дискримінаторів являє собою послідовне з'єднання декількох каскадів амплітудних дискримінаторів з підсилювачами-обмежниками між ними. На інший вхід БАД подається сигнал  $U_{к.0}$  з калібратора напруги КН, побудованого на принципі перетворення коду в аналог. Тоді на виході першого каскаду блока дискримінаторів буде виділятися різницевий сигнал

$$\Delta u_1(t) = k_1 u(t) - U_{к.0},$$

де  $k_1$  – коефіцієнт перетворення вхідного пристрою;  $U_{к.0}$  – початковий рівень каліброваної напруги.

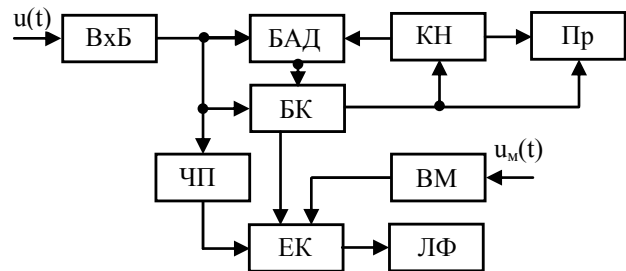


Рис. 2. Структурна схема цифрового модулятора з рівномірним кроком сканування АМ сигналу

За необхідності сигнал  $\Delta u_1(t)$  підсилюється в  $k_2$  разів до величини

$$\Delta u_2(t) = k_2 \Delta u_1(t)$$

і подається на один із входів наступного амплітудного дискримінатора, на інший вхід якого надходить калібрована напруга  $U_{к.і}$  (рис. 3, б) з керованого калібратора напруги, який переналаштовується блоком керування. За умови  $\Delta U_{2\max} \geq U_{к.і}$  на виході цього дискримінатора з'являється різницевий сигнал

$$\Delta u_3(t) = \Delta u_2(t) - U_{к.і},$$

який підсилювачем-формувавцем перетворюється в імпульси певної тривалості й амплітуди (рис. 3, г, д, е), що надходять у БК. На інший вхід БК надходять імпульси з частотою несучої безпосередньо з ВхБ (рис. 3, в).

Процесор Пр призначений для визначення середнього значення АМ сигналу й обчислення КАМ вгору та вниз.

Робота вимірювача починається з рівня  $U_{к.макс}$ , який обирається трохи вище максимального значення  $\Delta U_{1\max}$  різницевого сигналу  $\Delta u_1(t)$ . На наступний рівень КН переналаштовується через час, що дорівнює періоду  $T_M$  модулюючого сигналу, чому відповідає  $n$  імпульсів, що надійшли з ВхБ на БК. При деякому рівні каліброваної напруги  $U_{к.в}$  на виході БАД з'явиться перший імпульс (рис. 3, г), що відповідає наблизеній рівності (з точністю до похибки квантування) каліброваної напруги  $U_{к.в}$  і максима-

льного значення  $\Delta U_{1\text{макс}}$ :

$$k_2(k_1 U - U_{к.0}) = U_{к.в.} = d_{\Delta} N_{\text{макс}},$$

де  $d_{\Delta}$  – дискретність перетворення напруги  $\Delta u$ ;  $N_{\text{макс}}$  – код каліброваної напруги  $U_{к.в.}$ , що записується в процесор, причому

$$N_{\text{макс}} = \frac{k_2 k_1}{d_{\Delta}} U_{к.в.} - \frac{k_2}{d_{\Delta}} U_{к.0}. \quad (2)$$

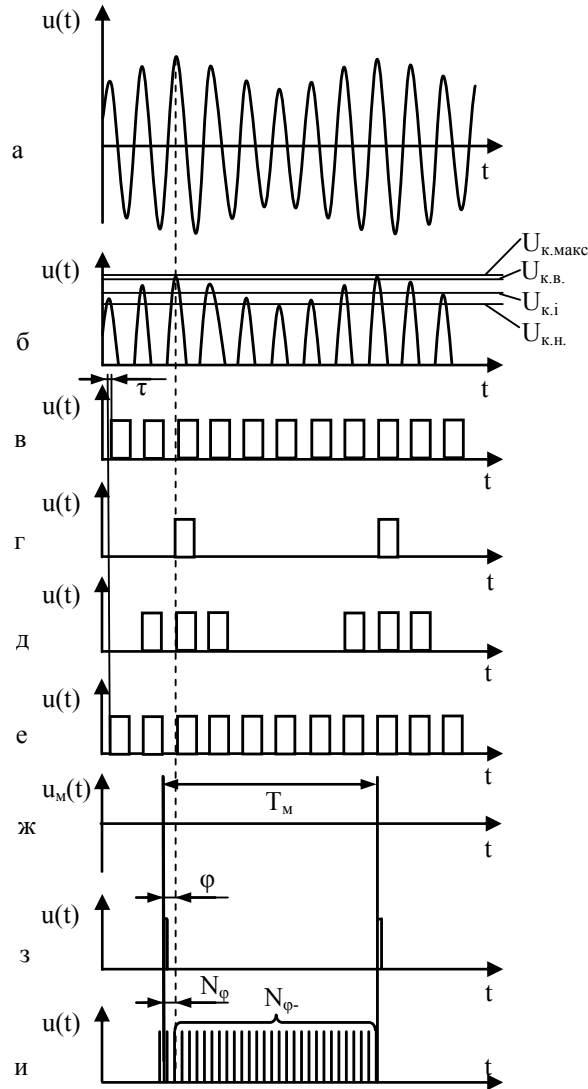


Рис. 3. Часові діаграми роботи цифрового модулятора з рівномірним кроком сканування АМ сигналу

Надалі формуються наступні рівні каліброваної напруги  $U_{к.і}$  й у БК з БАД за час  $T_M$  надходить кількість імпульсів  $N_i$ , що наростає разом зі зменшенням каліброваної напруги  $U_{к.і}$ . На рис. 3, д показана часова діаграма вихідних імпульсів БАД для довільного рівня  $U_{к.і}$ .

Зменшення каліброваної напруги  $U_k$  відбувається до нижнього рівня  $U_{к.н.}$  (рис. 3, б), за якого з БАД у БК за час  $T_M$  надійде  $n$  імпульсів (рис. 3, е). У цю мить код  $N_{\text{мін}}$  напруги  $U_{к.н.}$  відповідає мінімальному значенню амплітуди сигналу, причому

$$N_{\text{мін}} = \frac{k_2 k_1}{d_{\Delta}} U_{к.н.} - \frac{k_2}{d_{\Delta}} U_{к.0}. \quad (3)$$

Цей код вводиться в процесор Пр.

З виразів (2) та (3) знаходимо

$$U_{к.в.} = \frac{N_{\text{макс}} + \frac{k_2}{d_{\Delta}} U_{к.0}}{k_2 k_1} d_{\Delta};$$

$$U_{к.н.} = \frac{N_{\text{мін}} + \frac{k_2}{d_{\Delta}} U_{к.0}}{k_2 k_1} d_{\Delta}.$$

Підставимо ці співвідношення у вираз (1), маємо

$$M = \frac{U_{к.в.} - U_{к.н.}}{U_{к.в.} + U_{к.н.}} = d_{\mu} \frac{N_{\text{макс}} - N_{\text{мін}}}{N_{\text{макс}} + N_{\text{мін}} + 2N_0},$$

де  $d_{\mu}$  – дискретність відліку КАМ  $\mu$ ;  $N_0 = \frac{k_2}{d_{\Delta}} U_{к.0}$  – код початкового рівня каліброваної напруги  $U_{к.0}$ , поданого на вхід БАД.

Код  $N_0$  є величиною постійною і заздалегідь може бути введений у Пр, яким обчислюються КАМ й амплітуда несучої за формулою

$$U_{\text{нес.макс}} = \frac{U_{к.в.} + U_{к.н.}}{2} = d_u (N_{\text{макс}} + N_{\text{мін}} + 2N_0),$$

де  $d_u = \frac{d_{\Delta}}{2k_2 k_1}$  – дискретність перетворення напруги.

При несинусоїдному модулюючому сигналі процесором визначаються коефіцієнти модуляції вгору  $M_v$  й вниз  $M_n$ , а також середнє значення АМ сигналу за його миттєвими значеннями на кожному рівні сканування

$$N_{\text{ср}} = N_{к.0} + \sum_{i=1}^{I_k} \frac{n_{к.і} N_{к.і}}{n},$$

де  $n_{к.і}$  – різницеве число імпульсів БАД між рівнями сканування  $U_{к.і}$  і  $U_{к.і-1}$ ;  $n = \sum_{i=1}^{I_k} n_{к.і}$ .

Підставивши в цю формулу замість кодів  $N_{к.і}$  їх значення  $N_{к.і} = U_{к.і} / d_{\Delta}$ , одержуємо

$$N_{\text{ср}} = N_{к.0} + \sum_{i=1}^{I_k} \frac{n_{к.і} U_{к.і}}{d_{\Delta} n}.$$

Обираючи крок квантування досить малим, можна вважати, що  $U_{к.і} \approx \Delta U_{1\text{макс}}$ , де  $\Delta U_{1\text{макс}}$  – максимальне значення напруги  $\Delta u(t)$ , розташоване між  $i$ -м та  $(i-1)$ -м рівнями сканування, тобто між рівнями каліброваної напруги  $U_{к.і}$  й  $U_{к.(і-1)}$ . Тоді

$$N_{\text{ср}} = N_0 + \sum_{i=1}^{I_k} \frac{n_{к.і} \Delta U_{1\text{макс}}}{d_{\Delta} n}.$$

Підставивши замість  $\Delta U_{1\text{макс}}$ ,  $\Delta U_{2\text{макс}}$ , ...,

$\Delta U_{i_{\max}}, \dots, \Delta U_{k_{\max}}$  їх значення, одержуємо

$$N_{cp} = N_{k,0} + \frac{k_1 k_2}{d_{\Delta}} \frac{\sum_{i=1}^{l_k} n_{k,i} U_{i_{\max}}}{n} - \frac{k_2}{d_{\Delta} n} U_{k,0},$$

де  $U_{i_{\max}}$  – максимальні значення несучої АМ сигналу  $u(t)$ .

Віднімаючи у цьому виразі  $N_{k,0} = \frac{k_2}{d_{\Delta} n} U_{k,0}$ , маємо

$$N_{cp} = \frac{k_1 k_2}{d_{\Delta}} \frac{\sum_{i=1}^{l_k} n_{k,i} U_{i_{\max}}}{n} = \frac{U_{cp}}{2d_{\Delta}},$$

де  $\frac{\sum_{i=1}^{l_k} n_{k,i} U_{i_{\max}}}{n} = U_{cp}$  – середнє значення АМ сигналу  $u(t)$ .

Метод дозволяє вимірювати фазочастотну характеристику АМ сигналу. Принцип вимірювання полягає в наступному. Фазовий зсув  $\varphi$  між модулючим сигналом  $u_m(t)$  (рис. 3, ж) і АМ сигналом  $u(t)$  (рис. 3, а) вимірюється за переходами цих сигналів через максимальні значення. Моменту переходу сигналу  $u(t)$  через максимальне значення відповідає перший вихідний імпульс БАД. Моменти переходу модулючого сигналу  $u(t)$  (рис. 3, з) через максимуми визначаються дискретним «виявником» максимумів ВМ. Вихідні імпульси БАД і ВМ керують електронним ключем ЕК. За час відкритого стану ключа з частотного помножувача ЧП на лічильник фази ЛФ надійде кількість імпульсів (рис. 3, и)

$$N_{\varphi-} = \frac{nk_3}{2\pi} (360 - \varphi) = \frac{(360 - \varphi)}{d_{\varphi}},$$

де  $k_3$  – коефіцієнт множення ЧП;  $d_{\varphi} = \frac{2p}{nk_3}$  – дискретність відліку фазового зсуву  $\varphi$ .

Отже, кількість імпульсів  $N_{\varphi-}$ , що надійшли на ЛФ, пропорційна доповненню фазового зсуву  $\varphi$  до  $360^\circ$ . Тому для одержання безпосередньо фазового зсуву ЛФ повинен бути віднімаючим з вихідним станом  $360/d_{\varphi}$ . Тоді по закінченні процесу вимірювання його показання будуть дорівнювати  $\varphi = d_{\varphi} N_{\varphi-}$ , де  $N_{\varphi} = \frac{360}{d_{\varphi}} - N_{\varphi-}$ , тобто показання ЛФ безпосередньо пропорційні фазовому зсуву  $\varphi$  незалежно від частоти модулючого сигналу. Це істотна перевага приладу. Вона досягається в результаті використання ЧП для забезпечення певної кратності між частотою модулючого сигналу і частотою імпульсів, що заповнюють часовий інтервал, пропорційний фазовому зсуву.

Потрібна величина дискретності  $d_{\varphi}$  відліку фазових зсувів  $\varphi$  забезпечується завдяки вибору коефі-

цієнта множення  $k_3$  і повинна бути трохи меншою від основної складової методичної похибки, обумовленої фазовим зсувом,  $\delta_1 \leq \frac{\pi}{2n}$ .

## Висновок

Розглянутий вимірювач має такі переваги:

1. Він має простішу схемну реалізацію, оскільки в ньому відсутній цілий ряд аналогових вузлів, таких, як детектори, фільтри, аналогові інтегратори, а головними вузлами є дискретні схеми перерахунку. У порівнянні з відомим амплітудним цифровим модулометром у ньому відсутній порівнюючий пристрій і значно спрощений АЦП.

2. Частотний діапазон вимірювання більш широкий як у верхню сторону в порівнянні з амплітудним цифровим модулометром, так і в нижню сторону – у порівнянні з аналоговими вимірювачами. Це пояснюється тим, що частотний діапазон у цьому випадку визначається тільки швидкістю лічби імпульсів частоти несучої, яка може бути забезпечена порядком десятків мегагерц.

3. Метод забезпечує більш високу точність вимірювань за рахунок зменшення методичних і інструментальних похибок. Методичні похибки зменшуються завдяки більш точному визначенню середнього значення шляхом цифрової обробки ряду миттєвих значень на відміну від відомих методів, де середнє значення визначається за результатом двох вимірювань. Зменшення інструментальних похибок у порівнянні з відомими аналоговими приладами пояснюється відсутністю деяких вузлів, що істотно впливають на точність вимірювань, наприклад детекторів та інтеграторів, використанням високоточного керованого калібратора напруги замість менш точного пікового вольтметра.

4. Він має більш низькі межі вимірювань за амплітудою несучої й глибиною модуляції, що досягається завдяки використанню каскадного включення декількох послідовно з'єднаних амплітудних дискримінаторів і підсилювачів.

## Список літератури

1. Измерения в электронике: Справочник / В.А. Кузнецов, В.А. Долгов, В.М. Коневских и др.; Под ред. В.А. Кузнецова. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 512 с.
2. Мирский Г.Я. Электронные измерения. – М.: Радио и связь, 1986. – 440 с.
3. Кукуш В.Д. Электрорадиоизмерения. – М.: Радио и связь, 1985. – 368 с.
4. Чинков В.М. Основы метрологии та вимірювальної техніки: Підручник. – Х.: ХВУ, 2001. – 424 с.
5. Горлач А.А., Миц М.Я., Чинков В.Н. Цифровая обработка сигналов в измерительной технике. – К.: Техніка, 1985. – 151 с.

Надійшла до редколегії 14.03.2007

**Рецензент:** д-р техн. наук, проф. Б.Т. Кононов, Харківський університет Повітряних Сил ім. І. Кожедуба, Харків.