

## ВИСНОВКИ

Розроблена математична модель частотного перетворювача деформації на основі біполярного і польового транзисторів з від'ємним опором, що дозволило отримати функцію перетворення і визначити частотну чутливість.

## ЛІТЕРАТУРА

1. Анкудинов Д. Т., Мамаев К. Н. Малогазные тензорезисторы сопротивления. — М.: Машиностроение, 1968. — 188 с.
2. Исследование температурных напряжений. Под ред. Н. И. Пригоровского. — М.: Наука, 1972. — 228 с.
3. Клокова Н. П. Тензодатчики для измерения при повышенных температурах. — М.: Машиностроение, 1965. — 120 с.
4. Тензометрия в машиностроении. Под ред. Р. А. Макарова. — М.: Машиностроение, 1975. — 287 с.
5. Клокова Н. П. Тензорезисторы. — М.: Машиностроение, 1990. — 221 с.
6. Лоусон А. У. Влияние гидростатического давления на электрическое сопротивление металлов. Успехи физики металлов. Т. 3. — М.: Metallurgizdat, 1969. — С. 7—25.
7. Bridgman P. W. Effect of Pressure on Binary Alloys. Part V—VI. Proceeding of the American Academy of Arts and Science. — 1957. — March., Vol. 84. — № 2. — P. 131—216.
8. Kuczynski G. C. Effect of Elastic Strain on the Electrical Resistance of Metals. Physical Review. — 1954. — Vol. 94 — № 1. — P. 61—64.
9. Rees D. W. A. The behavior of post yield strain gauges. Strain. — 1982. — Vol. 18. — № 1. — P. 28—33.
10. Егер Д. К. Упругость, прочность и текучесть. — М.: Машиностроение, 1961. — 172 с.
11. Викулин И. М., Стафеев В. И. Физика полупроводниковых приборов. — М.: Радио и связь, 1990. — 263 с.
12. Миддлбрук Р. Д. Введение в теорию транзисторов. — М.: Атомиздат, 1969. — 303 с.
13. Разевиг В. Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: В 4 выпусках. Вып. 2: Модели компонентов аналоговых устройств. — М.: Радио и связь, 1992. — 72 с.
14. Готра З. Ю. Технология микрорезистивных устройств: Справочник. — М.: Радио и связь, 1991. — 528 с.

Рекомендована кафедрою мікроелектроніки, оргтехніки та зв'язку

Надійшла до редакції 18.03.99 р.

Рекомендована до опублікування 21.04.99 р.

**Осадчук Володимир Степанович** — завідувач кафедри мікроелектроніки, оргтехніки та зв'язку ВДТУ, **Осадчук Олександр Володимирович** — старший викладач кафедри мікроелектроніки, оргтехніки та зв'язку ВДТУ

УДК 621.317.725

## АНАЛІЗ РОБОТИ ІНДУКТИВНИХ ПАРАМЕТРИЧНИХ КІЛ В РЕЖИМІ ГАРМОНІЧНОЇ ЗМІНИ ПАРАМЕТРА

К. т. н. Рудик А. В.

Науково-технічний прогрес пов'язаний з подальшим вдосконаленням засобів вимірювання, покращанням їх якості та автоматизацією процесу вимірювання, створенням нових засобів автоматичних приладів в електрорадіовимірювальній техніці, електроніці, автоматичні та телемеханіці.

В сучасних радіотехнічних системах та пристроях автоматики знайшли широке використання аналогові інформаційні електричні мікромашини, які виконують різні функціональні перетворення електричних та механічних величин. Найпоширеніші серед таких електричних мікромашин фазообертачі, поворотні трансформатори (ПТ), сельсини і тахогенератори.

Оскільки в електричних мікромашинах взаємна індуктивність між статорними і роторними обмотками змінюється за деяким заданим законом, ці електричні кола є параметричними. В цьому випадку зміна (модуляція) параметра здійснюється електро механічним способом (ПТ або сельсин, що обертається електродвигуном), суттєвою відмінною якого від електронного способу модуляції за допомогою сигналу управління є те, що в цьому випадку електричне коло є суто лінійним параметричним колом, до якого може бути використаний

принцип суперпозиції.

Електричні мікромашини в статичному режимі знайшли широке використання в радіотехнічних та радіовимірювальних приладах для індикації та перетворення інформації і розглянуті в роботах С. М. Маєвського, Ю. О. Скрипника, В. Я. Суп'яна, Є. Д. Колтика, В. П. Кашлева, В. Л. Камінського та інших. Режим постійного обертання електромеханічних параметричних кіл (гармонічна зміна взаємної індуктивності між статорними та роторними обмотками) досліджений недостатньо повно, тому що не розроблена загальна теорія  $N$ -фазних індуктивних параметричних кіл (ІПК) та їх використання в радіотехнічних пристроях вимірювання фазових та часових параметрів радіосигналів. Тому подальший розвиток теорії та практики використання таких кіл в радіовимірювальних приладах є задачею актуальною.

Режим гармонічної зміни параметра ІПК можна розділити на тахометричний режим і режим перетворення спектра радіосигналів, який в свою чергу можна розділити на три режими: зміщення частоти, балансного амплітудного модулятора та зчитування інформації в масштабно-часовому перетворенні (МЧП).

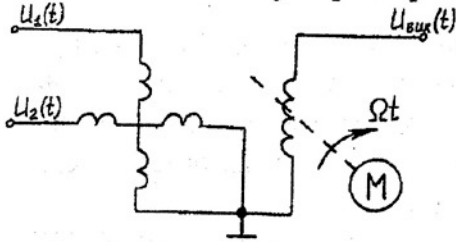


Рис. 1. Електрична схема роботи ПТ в режимі зміщення частоти

Розглянемо роботу ІПК в режимі постійного обертання на прикладі ПТ і сельсинів.

Під час роботи ПТ в режимі зміщення частоти на статорні обмотки подаються дві напруги  $U_1(t) = U_{m1} \cos(\omega t + \varphi)$  та  $U_2(t) = U_{m2} \sin(\omega t + \varphi)$  (рис. 1). Роторна обмотка обертається електродвигуном з кутовою швидкістю обертання (КШО)  $\Omega$ , а в повітряному зазорі ПТ виникає сумарний магнітний потік (СМП), який визначається таким співвідношенням

$$\Phi_{\Sigma}(t) = I_1(t)M_1(t) + I_2(t)M_2(t) = \frac{U_{m1}}{\omega L_1} \sin(\omega t + \varphi) M e^{j(\Omega t + \pi/2)} - \frac{U_{m2}}{\omega L_2} \cos(\omega t + \varphi) M e^{j\Omega t}, \quad (1)$$

де  $L_1$  і  $L_2$  – індуктивності статорних обмоток ПТ;  $M_1(t)$  і  $M_2(t)$  – взаємні індуктивності між статорними та роторною обмотками ПТ.

Якщо виконується умова  $U_{m1}L_2 = U_{m2}L_1 = U_m L$ , то зі співвідношення (1) можна визначити вихідну напругу, наведену СМП в роторній обмотці

$$U_{\text{вих}}(t) = \text{Re} \left[ \frac{d\{\Phi_{\Sigma}(t)\}}{dt} \right] = k_{\text{тр}} U_m \left( 1 - \frac{\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]. \quad (2)$$

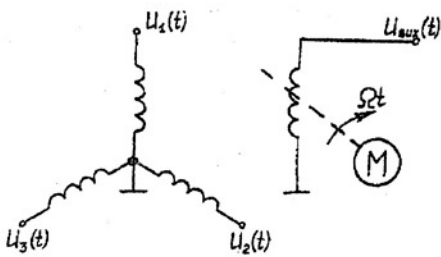


Рис. 2. Електрична схема роботи сельсина в режимі зміщення частоти

Аналогічно зміщення частоти можна реалізувати на сельсині, якщо обертати роторну обмотку з КШО  $\Omega$  (рис. 2), а на  $k$ -ту статорну обмотку подати напругу  $U_k(t) = U_{mk} \sin[\omega t + \varphi + 2\pi(k-1)/3]$ . В цьому випадку за виконання умови  $U_{mk}/L_k = U_m/L = \text{const}$  співвідношення для миттєвого значення вихідної напруги можна записати як  $U_{\text{вих}}(t) = 1,5k_{\text{тр}} U_m (1 - \Omega/\omega) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi]$ , де  $k_{\text{тр}} = M/L$  – коефіцієнт трансформації сельсина.

Розглянемо можливість живлення ПТ в режимі зміщення частоти однією напругою збудження  $U_3(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ , яка подається на роторну обмотку. В цьому випадку е.р.с. в статорних обмотках дорівнюють

$$\left. \begin{aligned} U_1(t) &= 0,5k_{\text{тр}} U_m \left\{ \left( 1 - \frac{\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left( 1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\}; \\ U_2(t) &= -0,5k_{\text{тр}} U_m \left\{ \left( 1 - \frac{\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] - \left( 1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\}. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Із співвідношень (3) видно, що для компенсації однієї з бічних спектральних складових в статорних обмотках необхідно включити  $90^\circ$  фазозсувне коло (рис. 3). За фазообертач можна використовувати RC-кола. Вихідна напруга ПТ з врахуванням  $90^\circ$  фазового зсуву на частоті  $(\omega + \Omega)$  і  $(90^\circ - \Delta)$  на частоті  $(\omega - \Omega)$ , буде дорівнювати

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вих}}(t) &= 0,5k_{\text{ТР}}U_m \left\{ \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(1 + \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] - \right. \\
 &\quad \left. - \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \cos[(\omega - \Omega)t + 90^\circ - \Delta + \varphi] + \left(1 + \frac{\Omega}{\omega}\right) \cos[(\omega + \Omega)t + 90^\circ + \varphi] \right\} = \\
 &= 0,5k_{\text{ТР}}U_m \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \{ \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \sin[(\omega - \Omega)t - \Delta + \varphi] \} = \\
 &= k_{\text{ТР}}U_m \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \cos(\Delta/2) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi - \Delta/2]
 \end{aligned} \tag{4}$$

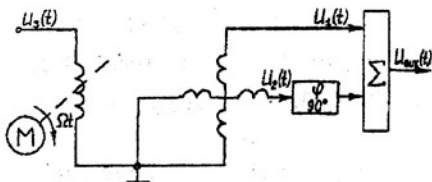


Рис. 3. Електрична схема роботи ПТ в режимі зміщення частоти з однофазним живленням

З проведеного аналізу можна зробити висновок, що однофазне живлення приводить до появи систематичної похибки у відтворенні кута фазового зсуву (КФЗ) зміщеної за частотою напруги збудження через наявність фазової асиметрії напруг в статорних обмотках ПТ.

Із співвідношень (2) і (4) виходить, що вихідна напруга ПТ має частоту, яка відрізняється від частоти вхідного сигналу на величину КШО ротора  $\Omega$ . Якщо частота напруги збудження  $\omega$  лежить в діапазоні  $0,01 \div 100$  кГц, то здійснити зміщення частоти на декілька одиниць або десятків Гц без використання ІПК досить проблематично.

Якщо аналогічне зміщення частоти здійснити в опорному каналі двоканального пристрою, то початкову фазу між вихідними напругами можна змінювати шляхом повороту статора однієї з ІПК відносно нерухомого статора другої.

ІПК, які працюють в режимі зміщення частоти, використовуються в фазометрах з МЧП гармонічних сигналів [1], у вимірниках групового часу запізнення (ГЧЗ) чотириполосників [2], в індикаторах синфазності, протифазності та квадратури двофазної системи напруг [3], у вимірниках КШО валу робочого механізму [4], у вимірвальних двофазних генераторах (ВДГ) [5], а також для створення радіоптичних компараторів фазового зсуву, лінійних та кутових переміщень [6].

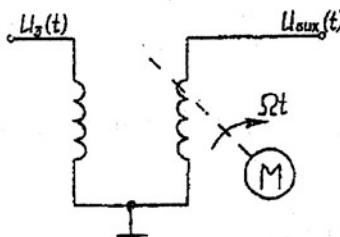


Рис. 4. Електрична схема роботи ПТ в режимі балансного амплітудного модулятора

Якщо ПТ працює в режимі балансного амплітудного модулятора (рис. 4), то на статорну обмотку подається напруга збудження  $U_3(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ , а роторна обмотка приводиться до обертання електродвигуном з КШО  $\Omega$ . В цьому випадку в повітряному зазорі ПТ виникає пульсивний магнітний потік, який визначається таким співвідношенням:

$$\dot{\Phi}(t) = I_3(t) \dot{M}(t) = -\frac{U_m}{\omega L_{\text{ст}}} \cos(\omega t + \varphi) M e^{j\Omega t} = -\frac{U_m M}{2\omega L_{\text{ст}}} \left[ e^{j[(\omega+\Omega)t+\varphi]} + e^{-j[(\omega-\Omega)t+\varphi]} \right], \tag{5}$$

де  $L_{\text{ст}}$  — індуктивність статорної обмотки ПТ; а миттєве значення вихідної напруги з (5) буде мати вигляд

$$\begin{aligned}
 U_{\text{вих}}(t) &= \text{Re} \left[ \frac{d\{\dot{\Phi}_\Sigma(t)\}}{dt} \right] = 0,5k_{\text{ТР}}U_m \left\{ \left(1 - \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + \left(1 + \frac{\Omega}{\omega}\right) \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi] \right\} = \\
 &= A_1 \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi].
 \end{aligned} \tag{6}$$

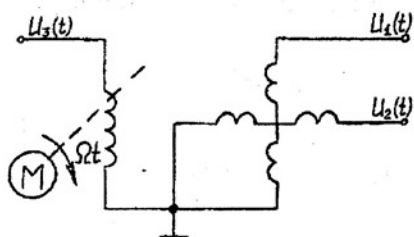


Рис. 5. Електрична схема роботи ПТ в режимі двоканального балансного амплітудного модулятора

У вимірвальній техніці часто використовуються двоканальні електрорадіовимірвальні прилади, які складаються з інформаційного та опорного каналів, тобто виникає необхідність у формуванні двоканального двочастотного досліджуваного сигналу. Такий сигнал можна сформувати в тому випадку, якщо на роторну обмотку ПТ, яка обертається електродвигуном з КШО  $\Omega$ , подати напругу збудження  $U_3(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$ , а вихідні напруги знімати з нерухомої двофазної статорної обмотки (рис. 5). В цьому випадку вихідні двочастотні напруги  $U_1(t)$  та  $U_2(t)$  будуть визначатися такими співвідношеннями



$$\begin{aligned} U_1(t) &= A_1 \sin[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \sin[(\omega + \Omega)t + \varphi]; \\ U_2(t) &= -A_1 \cos[(\omega - \Omega)t + \varphi] + A_2 \cos[(\omega + \Omega)t + \varphi]. \end{aligned} \quad (7)$$

Аналогічно режим балансного амплітудного модулятора можна реалізувати на сельсині, якщо на роторну обмотку подати напругу збудження  $U_3(t) = U_m \sin(\omega t + \varphi)$  та обертати її електродвигуном з КШО  $\Omega$ . В цьому випадку миттєве значення вихідної двочастотної напруги в  $k$ -тій фазній статорній обмотці буде мати вигляд

$$\begin{aligned} U_k(t) &= \operatorname{Re} \left\{ d \left[ -\frac{U_m}{\omega L_p} \cos(\omega t + \varphi) M e^{j \left[ \Omega t + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right]} \right] / dt \right\} = \\ &= 0,5k_{\text{ТР}} U_m \left\{ \left( 1 - \frac{\Omega}{\omega} \right) \sin \left[ (\omega - \Omega)t + \varphi - \frac{2\pi}{3}(k-1) \right] + \left( 1 + \frac{\Omega}{\omega} \right) \sin \left[ (\omega + \Omega)t + \varphi + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (8)$$

де  $L_p$  — індуктивність роторної обмотки сельсина.

Таким чином, з аналізу співвідношень (5)–(7) можна зробити висновок, що вихідна напруга ПТ являє собою двочастотну напругу, аналогічну амплітудно-модульованому сигналу (АМС) з придушеною несучою, тобто таке електричне коло (див. рис. 4, 5) можна вважати балансним амплітудним модулятором.

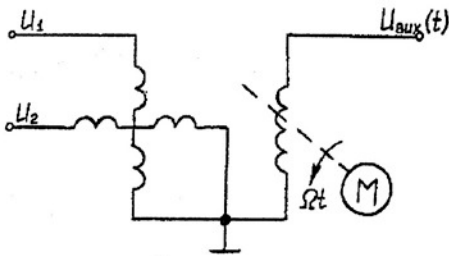


Рис. 6. Електрична схема роботи ПТ в режимі зчитування інформації при МЧП

ПТК, які працюють в режимі балансного амплітудного модулятора, доцільно використовувати в діапазоні інфранизьких та низьких частот [7, 8], де формування двочастотних досліджуваних сигналів за допомогою нелінійних перетворень в балансних модуляторах достатньо складне та не забезпечує необхідної точності перетворення.

Під час роботи ПТ в режимі зчитування інформації при МЧП (рис. 6) на статорні обмотки подаються постійні напруги  $U_1 = U_{m1} \cos \varphi$  і  $U_2 = -U_{m2} \sin \varphi$ , а роторна обмотка приводиться до обертання електродвигуном з КШО  $\Omega$ . В цьому випадку в повітряному зазорі ПТ виникає пульсивний магнітний потік, який визначається співвідношенням

$$\Phi_{\Sigma}(t) = \frac{U_{m1}}{r_1} \cos \varphi M e^{j\Omega t} - \frac{U_{m2}}{r_2} \cos \varphi M e^{j(\Omega t + \pi/2)}, \quad (9)$$

де  $r_1$  і  $r_2$  — активні опори статорних обмоток ПТ.

Якщо виконується умова  $U_{m1}r_2 = U_{m2}r_1 = U_m r$ , то із співвідношення (9) можна визначити миттєве значення вихідної напруги:

$$U_{\text{вих}}(t) = \operatorname{Re} \left[ \frac{d\{\Phi_{\Sigma}(t)\}}{dt} \right] = -\frac{U_m}{r} \Omega M \sin(\Omega t - \varphi), \quad (10)$$

тобто інформація про КФЗ, закладена в рівні постійних напруг, які подаються на статорні обмотки ПТ, перетворюється в аргумент низькочастотного гармонічного коливання, частота якого дорівнює КШО ротора.

Аналогічно ПТК можна використовувати для зчитування інформації, обмеженої інтервалом часу  $\tau$ :  $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$ , тобто у випадку перервної постійної напруги. Таке перетворення можна використовувати для оцінки фази несучого коливання сигналу з амплітудно-імпульсною модуляцією [9, 10]. Якщо в цьому випадку на  $k$ -ту статорну обмотку сельсина подати перервну постійну напругу  $U_k(t) = U_{mk} \cos \left[ \varphi + \frac{2\pi}{3}(k-1) \right] \{1(t) - 1(t - \tau)\}$ , а ротор обертати електродвигуном з КШО  $\Omega$ , то в повітряному зазорі сельсина виникає пульсивний магнітний потік, який визначається таким співвідношенням:

$$\Phi_{\Sigma}(t) = \sum_{k=1}^{N=3} (U_{mk} M / r_k) \cos \left[ \varphi + 2\pi(k-1)/N \right] \exp \{ j[\Omega t + 2\pi(k-1)/N] \} \{1(t) - 1(t - \tau)\}. \quad (11)$$

Якщо виконуються умови  $U_{m1}r_2 = U_{m2}r_3 = U_{m3}r_1 = U_m r$  та  $\tau \geq T = 2\pi/\Omega$ , то з (11) миттєве значення напруги в роторній обмотці сельсина дорівнює

$$U_{\text{вих}}(t) = -1,5 \frac{U_m}{r} \Omega M \sin(\Omega t - \varphi) \{1(t) - 1(t - \tau)\}. \quad (12)$$

Таким чином, інформація про КФЗ, закладена в амплітуди перервних постійних напруг, які подаються на статорні обмотки сельсина, трансформується в аргумент низькочастотного гармонічного коливання, що є на інтервалі  $\Pi(t) = 1(t) - 1(t - \tau)$ , якщо  $\tau \geq T = 2\pi/\Omega$ .

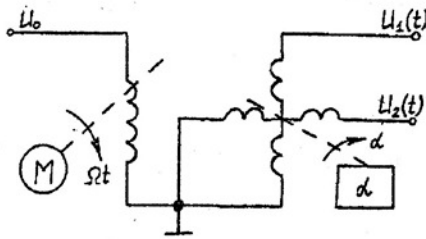


Рис. 7. Електрична схема роботи ПТ в тахометричному режимі

ІПК, які працюють в режимі зчитування інформації при МЧП, використовуються для зміщення частоти [11] та в фазометрах з МЧП гармонічних [12] і моноімпульсних [13] сигналів.

Якщо ПТ працює в тахометричному режимі (рис. 7), то на роторну обмотку подають постійну напругу  $U_0$  та обертають її електродвигуном з КШО  $\Omega$ . В цьому випадку в повітряному зазорі ПТ виникають магнітні потоки, які для кожної з статорних обмоток відповідно дорівнюють:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\Phi}_1(t) &= I_0 \dot{M}_1(t) = \frac{U_0}{r_p} M e^{j(\Omega t + \alpha)}; \\ \dot{\Phi}_2(t) &= I_0 \dot{M}_2(t) = \frac{U_0}{r_p} M e^{j(\Omega t + \alpha + \pi/2)} = j\dot{\Phi}_1(t), \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

де  $r_p$  — активний опір роторної обмотки;  $\alpha$  — кут повороту статорних обмоток ПТ відносно роторної обмотки, яка обертається з постійною КШО  $\Omega$ .

Миттєві значення вихідних напруг з (13) будуть мати вигляд

$$U_1(t) = -\frac{U_0}{r_p} \Omega M \sin(\Omega t + \alpha); \quad U_2(t) = -\frac{U_0}{r_p} \Omega M \cos(\Omega t + \alpha). \quad (14)$$

Такий режим роботи можна назвати квадратурним генераторним, тому що частоти вихідних напруг збігаються з КШО ротора, а їх початкові фази зсунуті одна відносно другої на  $90^\circ$  за рахунок просторового розташування обмоток.

Аналогічно тахометричний режим роботи ІПК можна реалізувати на сельсині, коли напруги в статорних обмотках утворюють систему напруг, які зсунуті одна відносно другої на  $120^\circ$ , тобто з'являється можливість імітувати джерело трифазної напруги в широкому діапазоні низьких частот до  $500 + 600$  Гц.

Систему з двох ІПК, які працюють в комбінованому режимі (тахометричний режим, суміщений з статичним режимом фазообертача), можна використовувати як ВДГ інфранизьких та низьких частот, коли початкова фаза вихідних напруг однієї ІПК змінюється відносно незмінної початкової фази вихідних напруг другої ІПК шляхом повороту статорних обмоток першої ІПК на кут  $\alpha$  відносно нерухомих статорних обмоток другої [1, 14].

### Висновки

1. Розглянуто теоретичні основи роботи індуктивних параметричних кіл в режимі гармонічної зміни параметра на прикладі поворотного трансформатора і сельсина.
2. Показані можливість і перспективність використання індуктивних параметричних кіл для здійснення різних функціональних перетворень амплітудних, частотних і фазових параметрів радіосигналів в діапазоні низьких частот (до 100 кГц).

### ЛІТЕРАТУРА

1. Сутьян В. Я., Сутьян А. В., Рудик А. В. Параметрическое преобразование информации в фазоизмерительной технике. — Ровно: Облтипография, 1994. — 98 с.
2. А. с. № 600480 СССР. Измеритель группового времени запаздывания четырехполюсников / Гуцало А. И., Сутьян В. Я., Пятин С. И. // Бюл. изобр. — 1978. — № 12.
3. А. с. № 1129549 СССР. Индикатор симметричности двухфазной системы напряжений / Скрипник Ю. А., Суд-Злочевский А. И., Бойко А. С., Печерный И. И., Здоренко В. Г. // Бюл. изобр. — 1984. — № 46.
4. Рудик А. В. Измеритель угловой скорости вращения // Приборостроение: Тезисы докладов международной НТК. — Винница-Судак. — 1996. — Ч. 1. — С. 21.
5. Сутьян В. Я., Рудик А. В. Прецизионный калибратор фазы инфранизких та низьких частот. Патент України № 23191 // Бюл. винаходів. — 1998. — № 4.
6. Сутьян В. Я., Рудик А. В., Морозов О. В. Радиооптический компаратор фазового сдвига, линейных и угловых пе-

ремешений // Актуальные проблемы электронного приборостроения: Труды 3-ей международной НТК. —Новосибирск. — 1996. — Т. 5. — С. 93—95.

7. А. с. № 586396 СССР. Измеритель группового времени запаздывания / Сутьян В. Я., Гуцало А. И., Пятин С. И. // Бюл. изобр. — 1977. — № 48.

8. Рудик А. В., Суп'ян О. В. Компенсаційний вимірювач групового часу запізнення чотириполосників. Патент України № 23204 // Бюл. винаходів. — 1998. — № 4.

9. Благов В. А., Домбровский А. С. Аппаратура для частотных и временных измерений. — М.: Советское радио, 1971. — 176 с.

10. А. с. № 523362 СССР. Фазометр коротких радиоимпульсных сигналов / Сутьян В. Я., Гуцало А. И. // Бюл. изобр. — 1976. — № 28.

11. А. с. № 479217 СССР. Преобразователь частоты / Сутьян В. Я. // Бюл. изобр. — 1975. — № 28.

12. А. с. № 1615635 СССР. Фазометр / Сутьян В. Я., Лингбенда Мосель Матазаба, Гуцало А. И., Савлюк В. П. // Бюл. изобр. — 1990. — № 47.

13. А. с. № 969102 СССР. Фазометр / Гаркавенко А. С., Календин В. В., Кухтевич В. И., Пронин Е. В., Сутьян В. Я., Савлюк В. П., Федосеев В. А. // Бюл. изобр. — 1983. — № 19.

14. Рудик А. В. Розробка та дослідження методів та пристроїв вимірювання фазових та часових параметрів радіосигналів з використанням індуктивних параметричних кіл // Автореф. дис. ... канд. техн. наук. — Вінниця, 1997. — 16 с.

Рекомендовано кафедрою радіотехніки

Надійшла до редакції 7.07.98 р.

Рекомендована до опублікування 26.01.99 р.

**Рудик Андрій Вікторович** — старший викладач кафедри радіотехніки ВДТУ.

УДК 621.317.7.089.6.371.6

## МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ КАЛІБРОВКИ ВИСОКОЧУТЛИВИХ РАДІОМЕТРИЧНИХ СИСТЕМ ММ-ДІАПАЗОНУ

К. т. н., доц. Яненко О. П.

Високочутливі вимірювально-інформаційні радіометричні системи (ВІРС), основним блоком яких є радіометр, широко використовуються в різних галузях науки і техніки для вимірювання малих потужностей, як випадкових так і монохроматичних сигналів. Окрім того, за допомогою такої системи можна вимірювати частоту вхідного сигналу, аналізувати спектри, вимірювати коефіцієнти поглинання та відбиття. Розробка ВІРС пов'язана зі значними складнощами, в процесі калібровки систем і оцінки похибок вимірювання, граничної чутливості та інших параметрів. Надзвичайно гостро ця проблема стоїть у міліметровому діапазоні хвиль ( $f = 30 \dots 300$  ГГц), тому що відсутні стандартні засоби вимірювання, особливо вимірювачі потужності з  $P_c < 1$  мкВт, незважаючи на те, що діапазон частот (30—78 ГГц) активно використовується у фізиці, медицині та біології.

Поява високочутливих радіометричних систем [1, 2] з комутаційно-модуляційним перетворенням та граничною чутливістю  $P_{гр} \approx 1 \cdot 10^{-12}$  Вт у мм-діапазоні хвиль вимагає створення відповідного метрологічного забезпечення для оцінки і калібровки цих систем.

В [3] розглянуто один із методів оцінки похибки вимірювання подібного комутаційно-модуляційного радіометра. Метод передбачає використання заміщення потужності  $P_x$ , значенням потужності калібровочного генератора  $P_k$ , а враховуючи, що  $P_k \gg P_x$  вимірювання  $P_k$  проводиться стандартним засобом вимірювання, наприклад, ватметром МЗ-22А.

Структурна схема реалізації методу перевірки ВІРС показана на рис. 1 і складається з:  $G_x$  — джерело сигналу, потужність якого вимірюється;  $G_k$  — калібровочний генератор;  $S_1$  — перемикач;  $A_1$  — установочний атенюатор;  $A_2$  — зразковий атенюатор; ВІРС — вимірювально-інформаційна радіометрична система; РА — індикатор. За допомогою цієї схеми проводилось вимірювання сигналів апаратури, що працює у діапазоні 53-64 ГГц.

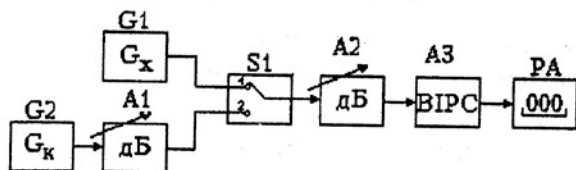


Рис. 1