

УДК 621.317.361

Ю.О. Скрипник, д.т.н., проф.

Державна академія легкої промисловості України, м. Київ

О.П. Яненко, к.т.н., доц.

Науково-дослідний центр квантової медицини "Відгук" МОЗ України

## РОЗШИРЕННЯ ЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ МОДУЛЯЦІЙНИХ РАДІОМЕТРІВ

Розглянута можливість розширення робочої смуги частот модуляційного радіометра. Розроблена двоканальна структурна схема радіометричної системи без використання входних НВЧ-модуляторів, яка забезпечує роботу в широкому діапазоні міліметрових хвиль з можливістю блочної компоновки НВЧ-перетворювачів.

Модуляційні радіометри широко застосовуються в діапазоні як високих, так і надзвичайно високих частот для вимірювання інтенсивності шумових і монохроматичних сигналів в різноманітних областях науки та техніки — радіоастрономії, метеорології, фізиці, біології та медицині. Радіометричні системи мм-діапазону є одним із перспективних напрямків апаратурного забезпечення наукових і практичних досліджень фізики живого і квантової медицини [1, 2]. Структурна та схемна реалізації модуляційних радіометрів є досить простими і надійними в роботі, забезпечуючи при цьому високу чутливість до входних сигналів.

Зазвичай модуляційні радіометри виконуються за одноканальною схемою, що включає в себе приймальну антену X1, модулятор S1, входний підсилювач A1, квадратичний детектор U1, вибіркового підсилювач комутуючої частоти A2, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1 та цифровий індикатор P1 [3].

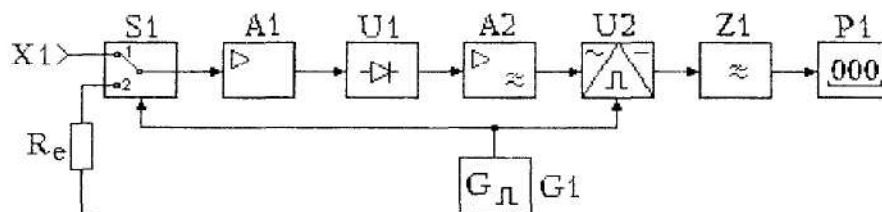


Рис. 1. Модуляційний радіометр прямого перетворення

Подібна схема використовується в НВЧ-діапазоні та охоплює дециметрові та сантиметрові хвилі.

На більш високих частотах (в мм-діапазоні хвиль) модуляційні радіометри виконуються з перетворенням входної частоти, оскільки виконання входних підсилювачів на цих частотах є складною технічною задачею. В той же час, на частотах більше 100 ГГц практично відсутні також стандартні НВЧ-вузли: модулятори, вентиля та інше.

Супергетеродинний прийом радіотеплового та біоінформаційного випромінювань організму людини, тварин, рослин та інших об'єктів [1] дозволяє значно підвищити чутливість радіометрів без використання входних малошумових підсилювачів НЗВЧ. Оскільки входний сигнал радіометра має широкий спектр, який принципово мало відрізняється від спектрів власних шумових сигналів входних елементів радіометра (змішувачів, гетеродина та ін.), то виникає необхідність розмежування корисного шумового сигналу, який приймається антенною, і апаратурних шумів. Найпростіше це завдання вирішується у двоканальних супергетеродинних радіометрах, які складаються з двох однакових каналів зі змішувачами та спільним гетеродином. Вимірювальна схема будується таким чином, щоб постійні складові струмів або напруг, зумовлених власними шумами, на виходах каналів віднімалися, а корисні сигнали — додавалися.

Перспективнішою є класична схема двоканального радіометра (рис. 2), яка включає в себе [3] входну антену X1, еквіваленти антени  $R_e$  та  $R'_e$ , комутатор S1, два окремих приймача П1 і П2 зі спільним гетеродином G1, спільне навантаження приймачів — трансформатор Tr, підсилювач комутуючої частоти A1, синхронний детектор U1, фільтр Z1 та цифровий індикатор P1.

Комутатор S1 по чергово приєднує антену до входів приймачів (положення 1-2 або 1-3). Вхідний сигнал при цьому в один напівперіод проходить через канал перетворення приймача П1, а в другий – П2. Вільний вхід не задіяного на вхідний сигнал приймача приєднується на еквівалент антени R<sub>e</sub> або R'<sub>e</sub>.

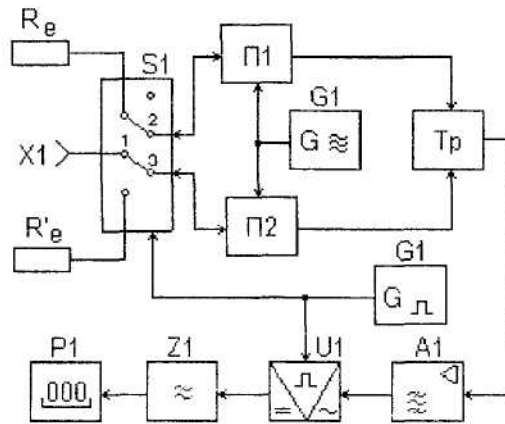


Рис. 2. Спрощена схема двоканального модуляційного радіометра

Підключення виходів приймачів до спільного навантаження виконується таким чином, що постійні складові струмів, які формуються власними шумами каналів, відімаються, а сигналів – додаються. Таким чином, схема на рис. 2 забезпечує двократний вииграш у чутливості, порівнюючи з одноканальною схемою, та заглушує власні апаратні шуми.

Аналізуючи вищенаведені аргументи, можна констатувати, що для верхньої частини діапазону міліметрових хвиль ( $f_p > 100$  ГГц) бажано використовувати двоканальну схему радіометра з перетворенням вхідної частоти і мінімальним використанням НВЧ-вузлів.

На рис. 3 наведена розроблена авторами [4] функціональна схема двоканального супергетеродинного радіометра, яка має: значно спрощену НВЧ-частину (блок D) та дещо ускладнений блок проміжної (II) та низької (III) частот, блок реєстрації результатів вимірювання (IV).

Двоканальний супергетеродинний радіометр працює таким чином.

Прийнятий антеною X1 сигнал  $U_1(t)$  має широкий спектр, який можна представити у вигляді комплексної величини  $\dot{U}_1$ , чий модуль та аргумент змінюються за випадковим законом. Оскільки навантаженням подвійного хвилеводного трійника A1 є еквівалент антени R1, то на виходах подвійного трійника формуються два однакові комплексні сигнали з протилежним знаком:  $\dot{U}_2 = \dot{U}_1$  і  $\dot{U}_3 = -\dot{U}_1$ . Сигнали  $\dot{U}_2$  і  $\dot{U}_3$  надходять на входи змішувачів U1 і U2 каналів приймачів, на другі входи яких надходить сигнал спільного гетеродина G1 через плечі подвійного хвилеводного трійника A2.

Інтенсивності вхідних сигналів змішувачів U1 і U2 однакові і можуть бути представлені у вигляді:

$$\bar{U}_2^2 = \bar{U}_3^2 = \frac{1}{2} S_1 K_1 T_x \Delta f_1 = \frac{1}{2} U_1^2, \tag{1}$$

де  $S_1$  – чутливість антени;  $T_x$  – температура об'єкта випромінювання;  $\Delta f_1$  – смуга частот, які приймаються;  $K_1$  – коефіцієнт, який визначається константами електромагнітного випромінювання об'єкта.

Шуми двоканального супергетеродинного приймача визначаються шумами змішувачів, гетеродина та підсилювачів проміжної частоти, що надходять до входів приймача, тобто до входів змішувачів U1 і U2. Інтенсивність шумів на входах змішувачів визначається шумовими властивостями приймача:

$$\bar{U}_4^2 = \bar{U}_5^2 = k(F-1)T_0 \Delta f_2, \tag{2}$$

де  $k$  – постійна Больцмана;  $F$  – коефіцієнт шуму приймача;  $T_0$  – температура навколишнього середовища ( $T_0 = 293K$ );  $\Delta f_2$  – смуга пропускання підсилювачів проміжної частоти.

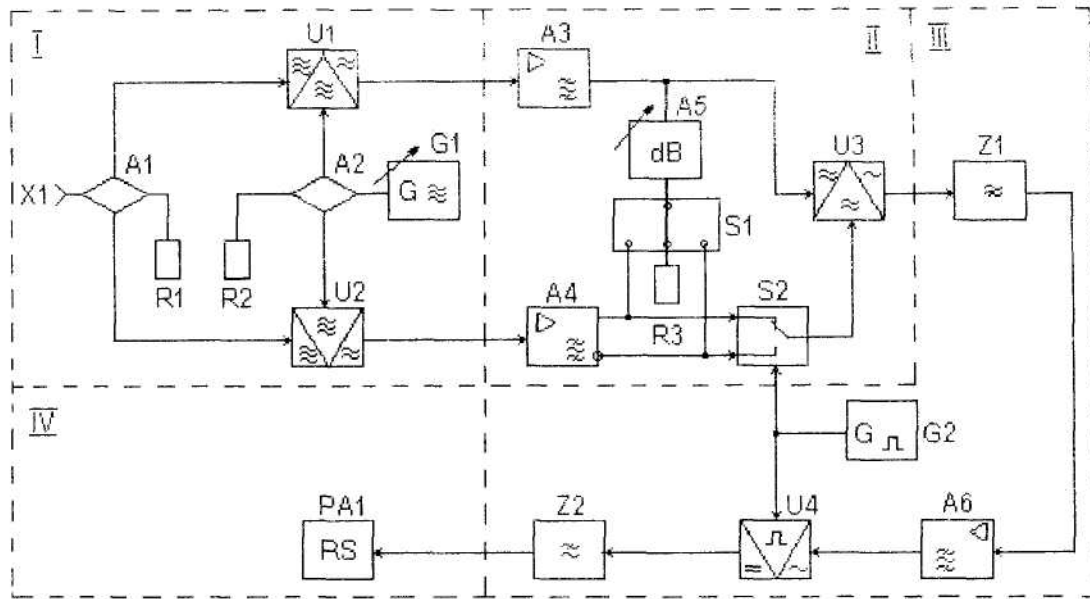


Рис. 3. Двоканальний модуляційний радіометр

У радіометрі сигнал, що приймається, є одного порядку з власними шумами приймача. Тому сигнали на входах змішувачів можна представити як суму комплексних величин:

$$\dot{U}_4 = \frac{1}{2}\dot{U}_1 + \dot{U}_4; \tag{3}$$

$$\dot{U}_5 = -\frac{1}{2}\dot{U}_1 + \dot{U}_5. \tag{4}$$

Сигнал  $\dot{U}_1$  приймається як через основний, так і через дзеркальний канали приймача радіометра і є рівноправними. Тому сигнали на виходах підсилювачів A3 і A4 проміжної частоти можна представити таким чином:

$$\dot{U}_6 = 2S_4K_6\left(\frac{1}{2}\dot{U}_1 + \dot{U}_4\right)\dot{U}_8; \tag{5}$$

$$\dot{U}_7 = 2S_5K_7\left(-\frac{1}{2}\dot{U}_1 + \dot{U}_5\right)(-\dot{U}_8) = 2S_5K_7\left(\frac{1}{2}\dot{U}_1 - \dot{U}_5\right)\dot{U}_8, \tag{6}$$

де  $S_4$  і  $S_5$  – крутизна перетворення змішувачів U1 і U2;  $K_6$  і  $K_7$  – коефіцієнти підсилення підсилювачів A3 і A4;  $\dot{U}_8$  – комплексна напруга гетеродина G1.

На виході підсилювача A4 проміжної частоти (на його інверсному виході) формується сигнал:

$$\dot{U}_9 = -\dot{U}_7 = 2S_5K_7\left(-\frac{1}{2}\dot{U}_1 + \dot{U}_5\right)\dot{U}_8. \tag{7}$$

Керування автоматичним перемикачем S2 здійснюється прямокутною напругою генератора G2 низької частоти  $F_n$ . Тому при одному положенні перемикача на його вихід надходить сигнал  $\dot{U}_7$ , при іншому – сигнал  $\dot{U}_9$ . При цьому комутатор S1 встановлений у середнє положення, а його вихід з'єднаний з навантаженням R3. В умовах безперервної роботи перемикача з частотою  $F_n$  на його виході формуються пакети шумових сигналів тривалістю в напівперіод комутації  $\left(\frac{1}{F_n}\right)$ :

$$\dot{U}'_{10} = 2S_5K_7\left(\frac{1}{2}\dot{U}_1 - \dot{U}_5\right)\dot{U}_8, \quad 0 < t < \frac{1}{2F_n}; \tag{8}$$

$$\dot{U}'_{10} = 2S_5 K_7 \left( -\frac{1}{2} \dot{U}_1 + \dot{U}_5 \right) \dot{U}_8, \quad \frac{1}{2F_n} < t < \frac{1}{F_n}. \quad (9)$$

У балансовому змішувачі УЗ сигнали проміжної частоти перемножуються. За один напівперіод роботи перемикача S2 на виході балансного змішувача УЗ формується такий сигнал:

$$\dot{U}'_{11} = S_{11} \dot{U}_6 \dot{U}'_{10} = 4S_{11} S_4 S_5 K_6 K_7 \left( \frac{1}{4} \dot{U}_1^2 - \frac{1}{2} \dot{U}_1 \dot{U}_5 + \frac{1}{2} \dot{U}_1 \dot{U}_4 - \dot{U}_4 \dot{U}_5 \right) \dot{U}_8^2, \quad (10)$$

де  $S_{11}$  – крутизна перетворення балансного змішувача УЗ.

Протягом другого напівперіоду роботи перемикача S2 формується такий сигнал:

$$\dot{U}'_{11} = S_{11} \dot{U}_6 \dot{U}'_{10} = 4S_{11} S_4 S_5 K_6 K_7 \left( -\frac{1}{4} \dot{U}_1^2 + \frac{1}{2} \dot{U}_1 \dot{U}_5 - \frac{1}{2} \dot{U}_1 \dot{U}_4 + \dot{U}_4 \dot{U}_5 \right) \dot{U}_8^2. \quad (11)$$

Шуми каналів приймачів радіометра за наявності задовільної розв'язки між собою не корелюються. Тому добуток шумових сигналів  $\dot{U}_4 \dot{U}_5$  не дає постійної складової, а лише видозмінює спектр результуючого сигналу. Сигнал  $\dot{U}_1$ , що приймається антеною, також не корельований з шумами  $\dot{U}_4$  і  $\dot{U}_5$ , а добутки шумових сигналів  $\dot{U}_1 \dot{U}_5$  і  $\dot{U}_1 \dot{U}_4$  також не формують постійну складову напруги. Водночас квадрат шумового сигналу  $\dot{U}_1^2$  дає постійну складову, пропорційну його дисперсії, тобто, інтенсивності (1). При цьому знак постійної складової сигналу  $\dot{U}'_{11}$  (10) і (11) змінюється на протилежний при перемиканні сигналів, що означає утворення змінної складової у вихідній напрузі балансного змішувача УЗ, яка змінюється з частотою перемикання  $F_n$ .

Фільтром Z1 верхніх частот виділяється корисний сигнал змінної напруги та сукупія напруга низькочастотної частини шумів, які утворилися в результаті балансного змішування некорельованих шумових сигналів. Низькочастотні (найінтенсивніші) шуми фільтром пригнічуються. Напругу на виході фільтра Z1 можна представити у вигляді:

$$U_{12}(t) = K_{12} \left[ \alpha \bar{U}_1^2 \bar{U}_8^2 \sin \Omega t + U_{11}(t) \right], \quad (12)$$

де  $K_{12}$  – коефіцієнт передачі фільтра Z1 верхніх частот;  $\alpha = S_{11} S_4 S_5 K_6 K_7$  – коефіцієнт перетворення двоканальної частини радіометра;  $U_{11}(t)$  – напруга високочастотних шумів, що потрапляють в смугу фільтра Z1;  $\Omega = 2\pi F_n$  – кругова частота перемикання.

Напруга  $U_{12}(t)$  виділяється вибіркоким підсилювачем А6 низької частоти, який налагоджений на частоту  $F_n$  генератора G2:

$$U_{13}(t) = K_{12} K_{13} \left[ \alpha \bar{U}_1^2 \bar{U}_8^2 \sin \Omega t + U_{12}(t) \right], \quad (13)$$

де  $K_{13}$  – коефіцієнт підсилення підсилювача А6;  $U_{12}(t)$  – частина високочастотних шумів, які потрапляють у смугу пропускання вибіркового підсилювача А6.

Підсилена напруга випрямляється синхронним детектором U4, керованим синхронно з перемикачем S2 прямокутною напругою генератора G2. В результаті перемноження у синхронному детекторі з керуючою напругою частоти  $F_n$  величина напруги становитиме:

$$U_{14}(t) = K_{12} K_{13} K_{14} \left[ \alpha \bar{U}_1^2 \bar{U}_8^2 + U_{13} \left( \sum_{i=1}^K (\Omega \pm \Omega_i) \right) \right], \quad (14)$$

де  $K_{14}$  – коефіцієнт передачі синхронного детектора U4;  $U_{13} \left( \sum_{i=1}^K (\Omega \pm \Omega_i) \right)$  – напруга комбінаційних частот;  $\Omega_i$  – частоти, близькі до частоти перемикання  $\Omega$ , які потрапляють у смугу пропускання підсилювача А6.

На реєстратор РА1 надходить напруга (14), що виділяється фільтром Z2 нижніх частот. Комбінаційні складові сумарних частот  $\sum_{i=1}^K (\Omega \pm \Omega_i)$  практично повністю пригнічуються за

постійною часу  $\tau$  фільтра, значно більшою, ніж період випрямленої напруги  $\left(\tau \geq \frac{100}{F_{\text{в}}}\right)$ . На реєстратор надходить лише постійна напруга та низькочастотні шуми биття  $(\Omega - \Omega_i)$ , амплітуда яких зменшена в  $\tau$  разів:

$$U_{15}(t) = K_{12}K_{13}K_{14}K_{15}\alpha\bar{U}_1^2\bar{U}_8^2 + \frac{1}{\tau}U_{14}\left(\sum_{i=1}^n(\Omega - \Omega_i)\right), \quad (15)$$

де  $K_{15}$  – коефіцієнт передачі фільтра Z2 нижніх частот;  $U_{14}\left(\sum_{i=1}^n(\Omega - \Omega_i)\right)$  – спектр комбінаційних частот, в якому максимальне число  $n$  визначається робочою смугою реєстратора.

З урахуванням значення інтенсивності (1) сигналу, що приймається, реєструюча напруга при досить великому значенні постійної часу  $\tau$  фільтра Z2 має вигляд:

$$U_{16} = S_0(T_X + \Delta T), \quad (16)$$

де  $S_0 = S_1K_1S_4S_5K_6K_7S_{11}K_{12}K_{13}K_{14}K_{15}$  – результуюча чутливість двоканального радіометра з перемиканням сигналів проміжної частоти;  $\Delta T$  – похибка радіометра.

Похибка  $\Delta T$  радіометра виникає через присутність корельованих шумів у каналах радіометра. Ці шуми виникають через неповну розв'язку каналів приймача подвійними хвилевідними трійниками A1 і A2 та термодинамічну неадекватність антени X1 і еквівалента антени R1.

Для компенсації похибки  $\Delta T$  антену X1 перед початком вимірювань екранують, а комутатор S1 переводять в одне з крайніх положень. При з'єднанні виходу підсилювача A3 проміжної частоти через атенюатор A5 з одним із входів автоматичного перемикача S2 на обидва входи балансного змішувача U3 у відповідний напівперіод перемикання починає надходити корельований шум. На виході змішувача U3 з'являється додатковий імпульс постійної напруги від добутку цих корельованих шумів. Інтенсивність такого імпульсу регулюється атенюатором A5. При протилежному положенні перемикача S2 додатковий шумовий сигнал на другий вхід балансного змішувача U3 не надходить і додатковий імпульс на виході змішувача U3 відсутній.

Якщо комутатор S1 перевести у друге крайнє положення, то корельований шум на балансний змішувач U3 надходитиме у наступний напівперіод перемикання. Відповідний імпульс постійної напруги на виході балансного змішувача з'являється саме в цей напівперіод. Оскільки імпульси постійної напруги, залежно від положення комутатора S1, з'являються у різні напівперіоди перемикання сигналів, то початкова фаза додаткової змінної складової на виході фільтра Z1 верхніх частот змінюється на  $180^\circ$ . Тому вихідна напруга фільтра Z1 за наявності додаткового зв'язку між каналами радіометра через атенюатор A5 можна представити так:

$$U'_{12}(t) = K_{12}\left[\alpha\bar{U}_0^2\bar{U}_8^2\text{sign} \sin \Omega t \pm \pm 4S_{11}S_4^2K_6^2K_{19}\bar{U}_4^2\bar{U}_8^2\text{sign} \sin \Omega t + U_{11}(t)\right], \quad (17)$$

де  $\bar{U}_0^2$  – інтенсивність корельованих шумів, приведених до входів змішувачів A3 і A4;  $K_{19}$  – коефіцієнт передачі атенюатора A5.

Положення комутатора S1 вибирають таким, щоб змінні складові у виразі (17) були в протифазі. У такому випадку регулюванням атенюатора A5 значення напруги  $U'_{12}(t)$  встановлюють рівним нулю, яке після наступного підсилення A6 та випрямлення синхронним детектором U4 фіксується реєстратором PA1.

Із рівності

$$\alpha\bar{U}_0^2 = 4S_{11}S_4^2K_6^2K_{19}\bar{U}_4^2, \quad (18)$$

враховуючи значення  $\alpha$  (12), встановлюємо значення коефіцієнта передачі атенюатора A5:

$$K_{19} = \frac{S_5 K_7}{S_4 K_6} \cdot \frac{\bar{U}_0^2}{4U_4^2} \tag{19}$$

У двокапальному радіометрі параметри каналів приймача вибирають однаковими ( $S_4 = S_5, K_6 = K_7$ ). Тоді коефіцієнт передачі такий:

$$K_{19} = \frac{\bar{U}_0^2}{4U_4^2} \tag{20}$$

Якщо інтенсивність корельованих шумів  $\bar{U}_0^2$  виразити з урахуванням похибки радіометра  $\Delta T$ , то аналогічно виразу (1) отримаємо:

$$\bar{U}_0^2 = S_1 K_1 \Delta f_1 \Delta T \tag{21}$$

Підставляючи у вираз (20)  $\bar{U}_0^2$  із (21) та  $U_4^2$  із (2) і враховуючи, що обидва шумові сигнали підсилюються в одній і тій самій смузі пропускання підсилювачів проміжної частоти, маємо:

$$K_{19} = \frac{S_1 K_1}{4k(F-1)T_0} \Delta T \tag{22}$$

Таким чином, коефіцієнт передачі атенюатора А5 однозначно визначається похибкою  $\Delta T$  і не залежить від нестабільності параметрів перетворювальних ланцюгів радіометра. Останнє підвищує стабільність нуля радіометра, отже забезпечує підвищення його точності та чутливості.

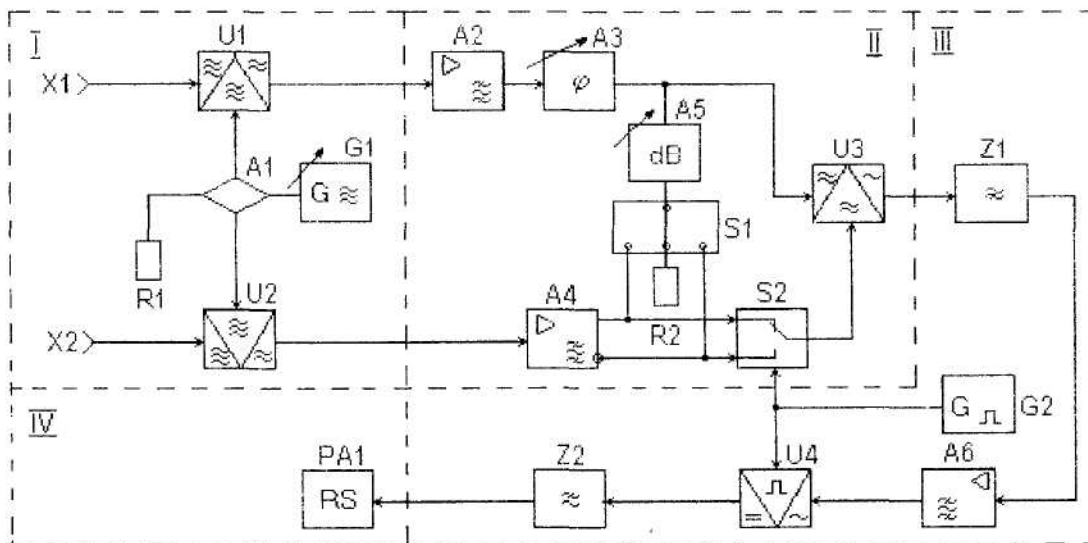


Рис. 4. Кореляційний модуляційний радіометр

Як випливає з виразів (8), (9) і (12), немінуча нерівність коефіцієнтів передач плечей перемикача S2 не спричиняє похибку нуля, яка властива відомим схемам радіометрів. Ця нерівність обумовлює лише певну неточність постійних складових у виразах (10) і (11) та, відповідно, незначне зниження чутливості радіометра, що легко компенсується підвищенням коефіцієнта підсилення низькочастотного підсилювача U4. Якщо ж врахувати, що автоматичний перемикач працює в ланцюгах відносно низької проміжної частоти, то досягається значне зниження похибки від паразитних зв'язків через закриті плечі перемикача. На проміжній частоті суттєво знижуються вимоги до швидкодії перемикача та рівномірності його частотної характеристики.

Спрощена схема НВЧ-ступеню (I) дозволяє виконувати його у вигляді перетворювального блока на той чи інший перетин хвилеводу.

Шляхом зміни вхідного НВЧ-блока можна забезпечити працездатність радіометричної системи у всьому діапазоні мм-хвиль (30–300 ГГц).

Крім вимірювання потужності шумових сигналів, двоканальна схема радіометра (рис. 3) легко переналажується в схему для оцінки кореляційної функції. Введення в схему рис. 3 зі спільною антеною фазообертача на проміжній частоті, вказаним на рис. 4 чином, дозволяє оцінювати автокореляційну функцію одного сигналу. Додаткове роздільне включення двох антен на входи каналів радіометра (рис. 4) забезпечує вимірювання взаємкореляційної функції двох сигналів, а незначна модернізація блока проміжної частоти дозволяє перетворювати схему двоканального радіометра в фазометр монохроматичних сигналів.

Таким чином, використання подібної двоканальної радіометричної системи забезпечує не тільки розширення частотного діапазону, підвищення чутливості та точності вимірювання рівня електромагнітного випромінювання, а й розширення функціональних можливостей по аналізу параметрів сигналів об'єктів живої та неживої природи, особливо у верхньому діапазоні мм-хвиль. Блочна конструкція радіометричної системи допускає оперативну заміну та переналажування приладу в залежності від поставлених вимірювальних задач.

#### ЛІТЕРАТУРА:

1. Сітько С.П., Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Аппаратурное обеспечение современных технологий квантовой медицины. – К.: “ФАДА, ЛТД”, 1999. – 199 с.
2. Яненко А.Ф. Микроволновая радиометрия – инструментальная основа физики живого и квантовой медицины // Физика живого. – Т. 7. – № 1. – 1999. – С. 12–18.
3. Сітько С.П., Скрипник Ю.О., Яненко О.П. та інші. Перспективи побудови височастотних радіометричних систем // Сучасні інформаційні та енергозберігаючі технології життєзабезпечення людини. Збірник наукових праць. – К.: ФАДА, ЛТД. – Вип. 8. – 2000. – С. 391–394.
4. Сітько С.П., Скрипник Ю.О., Яненко О.П. та інші. Двоканальний супергетеродинамічний радіометр. Заявка на винахід № 20000105936 від 20.10.2000 р.

СКРИПНИК Юрій Олексійович – професор, доктор технічних наук, завідувач кафедри “Автоматизації та комп’ютерних систем” Державної академії легкої промисловості України, м. Київ.

Наукові інтереси:

- вимірювання та метрологія;
- автоматизація та використання засобів вимірювання в легкій, харчовій та інших галузях промисловості, фізиці, медицині.

ЯНЕНКО Олексій Пилипович – кандидат технічних наук, доцент НТУУ “КПІ”, заступник директора, завідувач відділу випробувань та метрологічного забезпечення ІДЦ квантової медицини “Відгук” МОЗ України, м. Київ.

Наукові інтереси:

- метрологія;
- апаратура та засоби квантової медицини;
- вимірювання параметрів сигналів НВЧ- та НЗВЧ-діапазону.

Подано 11.10.2000