

УДК 621.317.765

Ю.О. Скрипник, д.т.н., проф.*Київський державний університет технологій та дизайну***О.П. Яненко, к.т.н., доц.***Науково-дослідний центр квантової медицини, "Відгук" МОЗ України***МОДУЛЯЦІЙНІ РАДІОМЕТРИ: СТРУКТУРИ, ОСНОВНІ СПІВВІДНОШЕННЯ ТА ОСОБЛИВОСТІ**

Розглянуто питання структурно-алгоритмічної побудови високочутливих вимірювальних радіометричних систем (ВІРС). Проведений аналіз модуляційного радіометра без перетворення та з перетворенням вхідної частоти. Розроблена структурна схема модуляційного радіометра з додатковим "підшумлюванням" вхідного сигналу додатнім зворотним зв'язком, що забезпечує підвищення чутливості ВІРС на 1–2 порядки.

Вимірювання енергетичних параметрів – середньої потужності, монохроматичних, інтегральної потужності та спектральної щільності потужності, шумових сигналів, розподіл інтенсивності та нерівномірності потужності за частотним діапазоном, спектральний аналіз – є актуальним завданням для областей надвисоких частот (НВЧ), які практично охоплюють дециметровий, сантиметровий та міліметровий діапазони хвиль (0,3–300 ГГц), частот.

Оцінка коефіцієнта ослаблення, коефіцієнта поглинання і відбиття, повного опору НВЧ-ланцюгів, визначення коефіцієнта стоячої хвилі, коефіцієнта підсилення НВЧ-вузлів та інших параметрів тісно пов'язана з прямим вимірюванням енергетичних параметрів і непрямим визначенням відповідних коефіцієнтів та характеристик НВЧ-пристроїв.

Для вимірювання потужності використовуються два основних типи засобів вимірювальної техніки – ватметри прохідної (М2) та поглинальної (М3) потужності [1]. Залежно від рівня потужності, яка вимірюється, вимірювачі можна поділити на кілька груп (рис. 1).

Вимірювання енергетичних параметрів сигналів, інтегральна потужність яких становить від $P_i = 1 \cdot 10^{-5}$ Вт і більше, забезпечується стандартними ватметрами прохідної та поглинальної потужності, а рівень потужності $P_i < 1 \cdot 10^{-6}$ Вт вимірюється за допомогою вимірювальних приймачів типу П5. Однак, слід зазначити, що в радіоастрономії, фізиці плазми, біології та медицині часто виникає необхідність вимірювання сигналів, інтегральна потужність яких становить $P_i < 1 \cdot 10^{-12}$ Вт, а рівень – менший за рівень теплових шумів.

Широке використання НВЧ-техніки в різних галузях науки та прикладній діяльності людини – зв'язку, радіолокації та радіонавігації, радіоастрономії тощо спричинило досить високий рівень розвитку та створення стандартних засобів вимірювання дуже малих потужностей у вигляді вимірювальних приймачів типу П5-1...П5-18. У діапазоні міліметрових хвиль відсутні подібні стандартні вимірювальні приймачі, незважаючи на бурхливий розвиток, освоєння та застосування цього діапазону у фізиці, біології, медицині, метеорології. Вирішення питання вимірювання енергетичних параметрів у НЗВЧ-діапазоні необхідно проводити з використанням нестандартизованих високочутливих вимірювальних радіометричних систем (ВВРС).

Для вимірювання енергетичних параметрів монохроматичних сигналів використовують середню, а для шумових – інтегральну та спектральну оцінку рівня потужності.

Середню потужність монохроматичного сигналу за період коливань можна визначити, використавши відому формулу:

$$P_c = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T U(t) \cdot i(t) \cdot dt, \quad (1)$$

де T – період коливань гармонічного сигналу; $U(t)$, $i(t)$ – відповідно напруга та струм гармонічного сигналу.

Використання діодного квадратичного перетворення дає можливість отримати на його виході середнє значення потужності:

$$P_i = \frac{U_g^2}{R}, \text{ а при } R = 1 \text{ Ом} - P_i = U_g^2,$$

де U_g – діюче значення напруги сигналу.

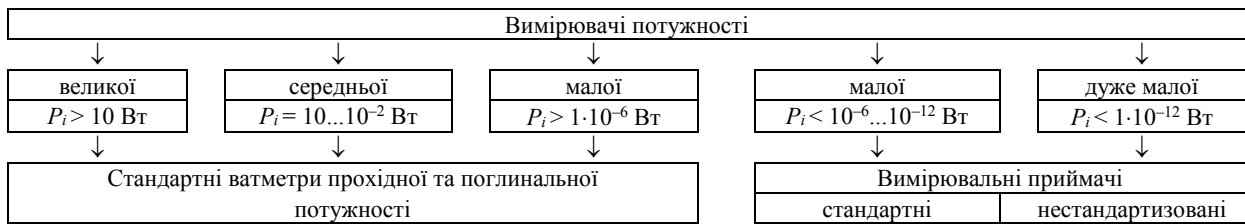


Рис. 1. Класифікація вимірювачів потужності НВЧ-сигналів

Вимірювання енергетичних параметрів шумових сигналів пов’язане з визначенням як спектральної щільності потужності сигналу, так і інтегральної.

Спектральна щільність потужності шумового радіовипромінювання визначається як:

$$S_c(f) = \frac{P_c}{\Delta f},$$

із врахуванням (2) СЦПШ:

$$S_c(f) = \frac{U^2}{\Delta f}. \tag{2}$$

Інтегральна потужність шуму визначається з такого виразу:

$$P_i = \frac{\sum_1^n S_{cn}(f)}{n}. \tag{3}$$

де $n = 1, 2, 3 \dots$ кількість проведених вимірювань (точок) спектральної щільності потужності шуму у діапазоні робочих частот НВЧ-пристрою.

Як видно із рис. 1, значення малої та дуже малої потужності вимірюється за допомогою вимірювальних приймачів, причому, враховуючи, що у мм-діапазоні (30–300 ГГц) відсутні подібні стандартизовані засоби вимірювання. Розглянемо можливі варіанти побудови високочутливих систем нестандартизованого типу. Проведення аналізу можливостей класичних схем побудови високочутливих радіометричних систем для вирішення завдань квантової медицини та фізики живого показало перспективність використання модуляційних радіометрів із врахуванням особливостей діапазону мм-хвиль [2, 3].

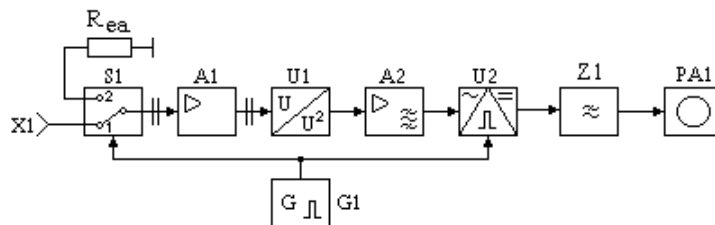


Рис. 2. Схема модуляційного радіометра прямого підсилення

Поряд із компенсаційними та кореляційними схемами модуляційний радіометр дещо програє в чутливості, але його схемна реалізація значно простіша та надійніша в роботі.

Модуляційні радіометричні системи прямого підсилення, в основному, використовуються у діапазоні частот до 30 ГГц [4], а в діапазоні міліметрових хвиль поширеніші схеми з перетворенням вхідної частоти, через складність виконання широкополосного підсилення вхідних сигналів.

На рис. 2 наведена “класична” схема модуляційного радіометра без перетворення вхідної частоти, яка містить вхідну антену X1, еквівалент антени R_{ea} модулятор S1, підсилювач надвисоких частот A1, квадратичний детектор U1, підсилювач A2 зі селективним фільтром частоти комутації, синхронний детектор U2, фільтр нижніх частот Z1 та індикатор PA1.

Розглянемо процеси, що проходять у схемі радіометричного вимірювача рис. 2 за подачі на його приймальну антену X1 гармонічного сигналу:

$$u_0(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0). \tag{4}$$

Під’єднання комутатора S1 у положенні 1 забезпечує проходження сигналу через широкополосний підсилювач A1 на квадратичний детектор U1. Завдяки наявності у радіометричній системі власних шумів, повний сигнал на вході детектора можна записати у такому вигляді:

$$u_1(t) = u_0(t) + u_w(t), \tag{5}$$

де $u_w(t)$ – рівень власних шумів на вході радіометричної системи.

Комутуючу прямокутну напругу (функцію) можна записати так [5]:

$$F_o(t) = F_1(t) + F_2(t),$$

де

$$F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1};$$

$$F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1},$$

і α – частота комутації;

а властивості – такими рівняннями:

$$F_1(t) + F_2(t) = 1; \quad F_1(t) \cdot F_2(t) = 0;$$

$$[F_1(t)]^2 = F_1(t); \quad [F_2(t)]^2 = F_2(t).$$

Перемикання комутатора S1 у положення 2 супроводжується появою на вході квадратичного детектора тільки власних шумів $u_w(t)$. Таким чином, за період комутації на вході квадратичного детектора почергово присутні два сигнали:

$$\begin{cases} u_1(t) = u_o(t) + u_w(t); \\ u_2(t) = u_w(t). \end{cases}$$

В результаті модуляції на виході комутатора S1 формується напруга

$$u_{S1}(t) = [u_o(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2,$$

яка подається на квадратичний детектор U1.

Враховуючи, що характеристика квадратичного детектора має такий вигляд: $u_3 = au^2$, то вихідний сигнал можна записати так:

$$u_{U1}(t) = a\{[u_o(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2\}^2 = [u_o^2(t) + 2u_o(t)u_w(t) + u_w^2(t)]F_1 + u_w^2(t)F_2. \quad (6)$$

Підставивши значення (4) при $\varphi_o = 0$ в (6) та провівши перетворення, отримаємо:

$$u_{U1}(t) = \frac{aU_o^2}{2}(1 - \cos 2\omega_o t)F_1 + 2aU_o \sin \omega_o t u_w(t)F_1 + au_w^2(t)F_1 + au_w^2(t)F_2 =$$

$$= \frac{U_o^2}{2} \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] - \frac{aU_o^2}{2} \cos 2\omega_o t \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] +$$

$$+ 2aU_o \sin \omega_o t u_w(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] + au_w^2(t) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] +$$

$$+ au_w^2(t) \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right]. \quad (7)$$

Спростивши та виділивши складові рівняння, які затримуються селективним фільтром підсилювача A2, можна записати:

$$u_{A2}(t) = a \frac{U_o^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + a\Delta u_w^2(t). \quad (8)$$

де $\Delta u_w^2(t)$ – напруга шумів, що потрапляють у смугу пропускання селективного фільтра.

Виділена напруга (8) подається на синхронний детектор, на другий вхід якого надходить опорний сигнал:

$$u_2(t) = U_2(F_1 - F_2) = \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] - \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} \right] = \frac{4U_2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}. \quad (9)$$

В результаті перемноження сигналу (8) на опорну комутуючу напругу (9) на виході синхронного детектора U2, отримаємо:

$$\begin{aligned}
 u_{U_2}(t) = u_{z_1}(t)u_2(t) = a \left[\frac{U_o^2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} + \Delta u_w^2(t) \right] \times \\
 \times \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} = \frac{2aKU_2U_o^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} - \\
 - \frac{2aKU_2U_o^2}{\pi^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\cos(2n-1)2\Omega t}{2n-1} + Ka\Delta u_w(t) \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1} v,
 \end{aligned}
 \tag{10}$$

де K – коефіцієнт передачі синхронного детектора.

Фільтром нижніх частот $Z1$ виділяються постійні складові рівняння (10), сформовані від напруги сигналу та частотних складових шумів, що пройшли на синхронний детектор, а напруга частоти $2\Omega t$ затримуються фільтром:

$$u_{A_3} = \frac{2aKU_2U_o^2}{\pi^2} + KaU_2(f) \sum_1^i (\Omega - \Omega_i).
 \tag{11}$$

Суттєвим недоліком структурної схеми радіометричної системи (рис. 2), є неможливість забезпечення в діапазоні мм-хвиль широкої смуги робочих частот та значного підсилення вхідних сигналів, що обмежує можливості схеми, як метрологічної системи сигналів дуже малої потужності за чутливістю.

Для діапазону мм-хвиль більш перспективна радіометрична система з однократним або двократним перетворенням вхідної частоти. Така побудова структурної схеми радіометричної системи дозволяє значно підвищити коефіцієнт підсилення системи за рахунок відносно низькочастотного підсилювача проміжної частоти та забезпечити можливість діапазонної роботи на частотах $f_p > 30$ ГГц шляхом перестройки частоти гетеродина.

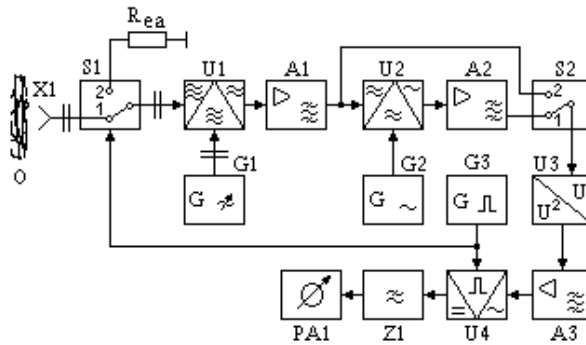


Рис. 3. Схема модуляційного радіометра з перетворенням вхідної частоти

На рис. 3 наведена структурна схема комутаційної радіометричної системи з подвійним перетворенням вхідної частоти.

Радіометрична система працює таким чином. Вхідна антена $X1$ системи сприймає монохроматичний або шумовий сигнал міліметрового діапазону об'єкта O :

$$u_o(t) = U_o(t) \sin[\omega_o t + \varphi_o(t)].$$

У випадку монохроматичного сигналу $u_o(t) = U_o$ і $\varphi_o(t) = \varphi_o$, яке для спрощення приймаємо як $\varphi_o = 0$; $u_o(t) = U_o \sin \omega_o t$.

Сигнал (12) подається на вхід НВЧ-перемикача (модулятора) $S1$, який періодично з частотою $\Omega \ll \omega_o$ перемикається прямокутними імпульсами із положення 1 в положення 2.

На виході модулятора $S1$ за період комутації формується даний сигнал:

$$u_{S_1}(t) = [u_o(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2,
 \tag{13}$$

де $u_w(t)$ – напруга власних шумів радіометричної систем, що можна представити у вигляді вузькосмугового сигналу:

$$u_w(t) = U_w(t) \sin[\omega_w t + \varphi_w(t)],$$

амплітуда та фаза якого модульовані за випадковим законом.

Напруга (13) надходить на вхід змішувача частоти $U1$, на другий вхід якого подається напруга гетеродина $G1$:

$$u_1(t) = U_1 \sin \omega_1 t.$$

В результаті перетворення на виході змішувача формується сигнал:

$$u_{U_1}(t) = S_{U_1} U_1 \sin \omega_1 t \{ [u_o(t) + u_w(t)]F_1 + u_w(t)F_2 \},
 \tag{14}$$

де S_{U_1} – крутизна перетворення змішувача U_1 ;

$$\begin{aligned} u_{U_1}(t) &= S_{U_1} U_1 \sin \omega_1 t \{ [u_o(t) + u_w(t)] F_1 + u_w(t) F_2 \} = S_{U_1} U_1 \sin \omega_1 t U_o(t) \sin[\omega_o t + \varphi_o(t)] F_1 + \\ &+ S_{U_1} U_1 \sin \omega_1 t U_w(t) \sin[\omega_w t + \varphi_w(t)] F_1 + S_{U_1} U_1 \sin \omega_1 t U_w(t) \sin[\omega_w t + \varphi_w(t)] F_2 = \\ &= \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_o(t) \cos[(\omega_1 - \omega_o)t - \varphi_o(t)] F_1 - \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_o(t) \cos[(\omega_1 + \omega_o)t + \varphi_o(t)] F_1 + \\ &+ \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_1 - \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 + \omega_w)t + \varphi_w(t)] F_1 + \\ &+ \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_2 - \frac{1}{2} S_{U_1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 + \omega_w)t + \varphi_w(t)] F_2. \end{aligned} \quad (15)$$

Смуговим фільтром підсилювача A_1 виділяються частотні різницеві складові рівняння (15), які можна записати у такому вигляді:

$$\begin{aligned} u_{A_2}(t) &= \frac{1}{2} S_{U_1} K_{A_1} U_1 U_o(t) \cos[(\omega_1 - \omega_o)t - \varphi_o(t)] F_1 + \frac{1}{2} S_{U_1} K_{A_1} U_1 U_w(t) \times \\ &\times \cos[(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_1 + \frac{1}{2} S_{U_1} K_{A_1} U_1 U_w(t) \cos[(\omega_1 - \omega_w)t - \varphi_w(t)] F_2. \end{aligned} \quad (16)$$

де K_{A_1} – коефіцієнт передачі підсилювача A_1 .

Напруга (16) через перемикач S_2 у положенні 2 подається на квадратичний детектор U_3 . Подальше перетворення сформованої напруги проводиться за послідовністю аналогічною тій, що розглянута у схемі 2.

Вимірювання енергетичних параметрів дуже слабких шумових сигналів мм-діапазону виконується переважно в режимі використання широкопasmового фільтра підсилювача A_2 , смуга якого становить сотні МГц [6]. Водночас, у процесі аналізу сигналів фізичних та біологічних об'єктів часто виникає необхідність дослідити спектральні складові вхідного сигналу радіометричної системи [7], що здійснюється за допомогою повторного перетворення сигналу (16) та виділення частотних компонент за допомогою вузькосмугового фільтра підсилювача A_2 .

Враховуючи, що $P_f = \int_{f_1}^{f_2} S_c(f) df$, а звуження смуги частот призводить до зменшення інтегральної

потужності, коефіцієнт підсилення другої ступені радіометричної системи K_{A_2} вибирають достатнім для компенсації зниження чутливості системи:

$$K_{A_2} \geq K_f = \frac{\Delta f_1}{\Delta f_2}, \quad (17)$$

де Δf_1 , Δf_2 – смуги пропускання фільтра підсилювача відповідно A_1 і A_2 .

Виконання вимоги рівняння (17) дозволяє забезпечити початкову чутливість радіометричної системи і у випадку використання вузькосмугового ступеня перетворення.

Проведення наукових досліджень фізичних та біологічних об'єктів потребує створення високочутливих вимірювальних радіометричних систем, чутливість яких сягає $1 \cdot 10^{-13} \dots 1 \cdot 10^{-14}$ Вт, що є складною технічною проблемою, особливо для діапазону мм-хвиль.

Для підвищення чутливості модуляційного радіометра потрібно схемо-технічним шляхом збільшити глибину модуляції сигналу, що перетворюється. Цього можна досягти, якщо до прийнятого шумового сигналу додати додатковий шумовий сигнал, потужність якого пропорційна сигналу, що вимірюється [8].

Модуляційний радіометр із автоматичним поглибленням модуляції (рис. 4) складається з послідовно сполучених: антени X_1 , суматора A_1 , комутатора S_1 , підсилювача високої частоти (ПВЧ) A_2 , змішувача U_1 , до другого входу якого під'єднаний гетеродин G_1 , підсилювача проміжної частоти (ППЧ) A_3 , квадратичного детектора U_2 , підсилювача низької частоти (ПНЧ) A_4 , синхронного детектора U_3 , фільтра нижніх частот (ФНЧ) Z_1 та індикатора P_1 .

Крім того, радіометр містить подільник напруги A_5 , вхід якого під'єднаний до виходу фільтра нижніх частот Z_1 , а вихід з'єднується з першим входом керованого аттенюатора A_6 . До другого входу керованого аттенюатора A_6 підключено генератор шуму G_3 , а вихід з'єднано з другим входом суматора A_1 . У схемі також є комутаційний генератор модулюючої частоти G_2 , що з'єднаний із керованими входами комутатора S_1 і синхронного детектора U_3 .

Модуляційний радіометр працює таким чином.

Радіовипромінювання від досліджуваного біологічного об'єкта надходить на вхід антени X_1 , на виході якої утворюється НВЧ-шумовий сигнал $U_i(t)$, дисперсію якого можна представити у такому вигляді:

$$\bar{U}_1^2 = S_1 T, \quad (18)$$

де S_1 – чутливість антени; T – температура ділянки біологічного об’єкта, що сканується.

В суматорі А1 відбувається додавання шумових сигналів антени X1 і частини шумового сигналу $U_{G3}(t)$ генератора G3, що пройшов через керований атенуатор А6. Дисперсія сумарного сигналу має такий вигляд:

$$\bar{U}_2^2 = \bar{U}_1^2 + K_1 \bar{U}_{G3}^2, \tag{19}$$

де K_1 – коефіцієнт передачі атенуатора А6 за потужністю.

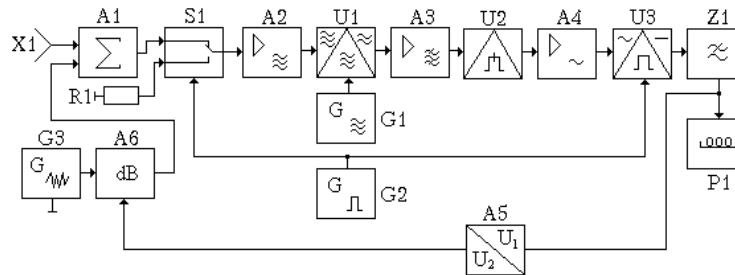


Рис. 4. Модуляційний радіометр із автоматичним поглибленням модуляції

У зазначеному положенні ключа S1, на рис. 4, сумарний сигнал $U_2(t)$ посилюється ПВЧ А2. Із врахуванням власних шумів широкопasmового підсилювача ПВЧ А2, значення напруги на його виході можна представити у вигляді дисперсії:

$$\bar{U}_4'^2 = K_2 (\bar{U}_2^2 + K_1 \bar{U}_{G3}^2 + \bar{U}_{A2}^2), \tag{20}$$

де K_2 – коефіцієнт підсилення ПВЧ А2; $U_{A2}(t)$ – значення напруги підсилювача А2 при першому положенні комутатора S1.

Шумова високочастотна напруга $U_8'(t)$ за допомогою змішувача U1 і гетеродина G2 перетворюється в напругу проміжної частоти, що посилюється підсилювачем А3 у смузі частот його пропускання. У результаті квадратичного перетворення в детекторі U2 на виході ПНЧ А4 формується постійна складової напруги:

$$U_8' = K_2 S_2 K_3 S_3 \bar{U}_4'^2, \tag{21}$$

де S_2 – крутизна перетворення змішувача U1; K_3 – коефіцієнт передачі підсилювача А4; S_3 – чутливість квадратичного детектора U2.

У протилежному положенні комутатора S1 на вході ПВЧ А2 під’єднується навантаження у вигляді опору R_1 , що тотожне вихідному опорів суматора А1. При цьому значення шумової напруги підсилювача А2 не змінюється:

$$\bar{U}_4''^2 = K_2 \bar{U}_{A2}^2 = K_2 \bar{U}_{A2}^2, \tag{22}$$

а постійна складова на виході ПНЧ А4 має такий вигляд:

$$U_8'' = K_2 K_3 S_2 S_3 \bar{U}_4''^2. \tag{23}$$

У результаті безперервної роботи комутатора S1, що управляється напругою низькочастотного комутаційного генератора G2, на вході ПНЧ А4 формується змінна напруга частоти модуляції, що посилюється до значення:

$$U_9 = K_5 \frac{U_8' - U_8''}{2} \text{signsin } \omega t, \tag{24}$$

де K_5 – коефіцієнт підсилення ПНЧ А4; ω – кругова частота комутації.

Змінна напруга U_9 випрямляється синхронним детектором U3, який управляється тією ж напругою, що і комутатор S1. Вихідна напруга фільтра Z1 дорівнює:

$$U_{11} = \frac{1}{2} K_5 K_6 K_7 (U_8' - U_8'') = \alpha (\bar{U}_1^2 + K_1 \bar{U}_{G3}^2), \tag{25}$$

де $\alpha = \frac{1}{2} K_2 K_3 K_5 K_6 K_7 S_2 S_3$ – коефіцієнт прямого перетворення радіометра.

Коефіцієнт передачі керованого атенуатора А6 пропорційний вхідній напрузі ФНЧ Z1. Позначаючи через β коефіцієнт передачі дільника напруги А5 у ланцюзі зворотного перетворення, одержимо коефіцієнт передачі керованого атенуатора А6, що за потужністю дорівнює:

$$K_1 = \beta U_{11}. \tag{26}$$

Підставляючи значення K_1 із виразу (26) у (25), одержимо:

$$U_{11} = \alpha (\bar{U}_1^2 + \beta U_{11} \bar{U}_{G3}^2). \tag{27}$$

Розв'язуючи рівняння (27) відносно вихідної напруги U_{11} , остаточно одержимо:

$$U_{11} = \frac{\alpha}{1 - \alpha\beta \bar{U}_{G3}^2} \bar{U}_1^2. \quad (28)$$

Враховуючи вираз (28), напруга, яка вимірюється індикатором P1, матиме вигляд:

$$U(t), i(t). \quad (29)$$

Таким чином, напруга, що вимірюється, пропорційна потужності прийнятого випромінювання або температурі ділянки біологічного об'єкта, що сканується. За відсутності додаткового шумового сигналу від генератора G3 ($\beta = 0$) вихідна напруга радіометра має такий вигляд:

$$U'_{12} = \alpha S_1 T. \quad (30)$$

Якщо наявний додатковий шумовий сигнал від генератора G3 ($\beta > 0$), то чутливість радіометра збільшується в число разів:

$$\frac{U}{U'_{12}} = \frac{1}{1 - \alpha\beta \bar{U}_{G3}^2}. \quad (31)$$

Наприклад, при виконанні з використанням у знаменнику виразу (31), як $(1 - \alpha\beta \bar{U}_{G3}^2 = 0.1)$, чутливість радіометра збільшиться в 10 разів порівняно з розімкнутою схемою. Практично, збільшення чутливості обмежується можливістю виникнення автоколивань у замкнутій системі вимірювального перетворювача.

Виходячи з того, що автоколивання виникають за такої умови:

$$1 - \alpha\beta \bar{U}_{G3}^2 = 0, \quad (32)$$

то коефіцієнт передачі ділянки напруги A5, що складається з R_2 і R_3 , повинен дорівнювати:

$$\beta = \frac{R_3}{R_2 + R_3} < \frac{1}{\alpha \bar{U}_{G3}^2}. \quad (33)$$

Таким чином, шляхом додавання до сигналу, що вимірюється, пропорційної частини еталонного шумового сигналу, поглиблюється його амплітудна модуляція на вході квадратичного детектора, що забезпечує підвищення чутливості модуляційного радіометра. Теоретично, чутливість радіометра у замкнутій структурі можна збільшувати у десятки й сотні разів, наближаючи ліву частину рівності (32) до нуля. Практично, чутливість модуляційного радіометра можна збільшити на два порядки і досягти чутливості, що рівна за потужністю $10^{-14} \dots 10^{-15}$ Вт. Подальше збільшення чутливості можна забезпечити за рахунок введення в схему радіометра спеціальних коригувальних ланок і гнучких зворотних зв'язків, для досягнення стійкості замкнутої системи.

Подальше зменшення рівня власних шумів модуляційного радіометра може бути пов'язано з використанням малозумних активних елементів, наприклад, діодів Шотки та транзисторів, або охолодженням вхідного підсилювача, змішувача та підсилювача проміжної частоти до температури рідкого азоту або гелію, яке забезпечує збільшення чутливості в 3–7 разів.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Билько М.И., Томашевский А.К. Измерение мощности на СВЧ. – М.: Радио и связь. – 1986. – 167 с.
2. Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Проблемы измерения низкоинтенсивного излучения миллиметрового диапазона // Фізика живого. – 1998. – Т. 6. – № 1. – С. 108–112.
3. Яненко А.Ф. Микроволновая радиометрия – инструментальная основа физики живого и квантовой медицины // Фізика живого. 1999. – Т. 7. – № 1. — С. 12–18.
4. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры // М.: Наука, 1972. – 416 с.
5. Скрипник Ю.А. Измерительные устройства с коммутационно-модуляционными преобразователями. – К.: Вища школа, 1975. – 255 с.
6. Яненко О.П. Основні принципи побудови високочутливих комутаційно-модуляційних радіометрів мм-діапазону // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. — 1998. – № 8. – С. 111–118.
7. Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Спосіб визначення біологічно активних радіочастот і пристрій для його здійснення. Заявка на винахід № 97073630. Позитивне рішення на видачу патенту України від 23.03.2000 р.
8. Скрипник Ю.О., Яненко О.П., Перегудов С.М. Модуляційний радіометр. Заявка на винахід № 97073629. Позитивне рішення на видачу патенту України від 22.03.2000 р.

9. УкрЦСМ Свидетельство о государственной метрологической аттестации “Установка для измерения малых мощностей мм-диапазону НУ-1”, № 26-0/1 от 12.02.1997 г.
10. *W. Kessel, D. Janik* Definition, Realization, and Comparison of Thermal Noise Standards // IEEE, 1996. – Vol. 74. – № 1. – P. 130–131.
11. *Яненко О.П.* Методи та засоби калібровки високочутливих радіометричних систем мм-діапазону // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1999. – № 6. – С. 93–97.
12. *Тетерич Н.М.* Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. – М.: Энергия, 1968. – 215 с.

СКРИПНИК Юрій Олексійович – доктор технічних наук, професор кафедри автоматизації комп’ютерних систем Київського державного університету технологій та дизайну.

Наукові інтереси:

- автоматичні системи та засоби вимірювання;
- комутаційно-модуляційні вимірювання параметрів ланцюгів та сигналів.

ЯНЕНКО Олексій Пилипович – кандидат технічних наук, доцент кафедри автоматизації експериментальних досліджень Національного технічного університету України “Київський політехнічний інститут”, заступник директора Науково-дослідного центру квантової медицини “Відгук” МОЗ України.

Наукові інтереси:

- вимірювання слабких сигналів НВЧ-діапазону;
- комутаційно-модуляційні перетворювачі;
- радіометрія;
- метрологія та метрологічне забезпечення вимірювання слабких сигналів.

Подано 12.04.2001

Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Модуляційні радіометри: структури, основні співвідношення та особливості

Скрипник Ю.О., Яненко О.П. Модуляционные радиометры: структуры, основные соотношения и особенности

Skrpnik Yu.A., Yanenko A.F. Modulation radiometers: structures, the main ratio and features

УДК 621.317.765

Модуляционные радиометры: структуры, основные соотношения и особенности / Ю.О. Скрипник, О.П. Яненко

Рассмотрены вопросы структурно-алгоритмического построения высокочувствительных измерительных радиометрических систем (ВИРС). Проведен анализ модуляционного радиометра без преобразования и с преобразованием входной частоты. Разработана структурная схема модуляционного радиометра с дополнительным “подшумливанием” входного сигнала положительной обратной связью, что обеспечивает повышение чувствительности ВИРС на 1–2 порядка.

УДК 621.317.765

Modulation radiometers: structures, the main ratio and features / Yu.A. Skripnik, A.F. Yanenko

The problems of structural-algorithmic construction of high-sensitivity measuring radiometric systems (HMRS) were considered. The analysis was conducted of modulation radiometer with or without input frequency conversion. The structured scheme was designed for modulation radiometer with additional “noising” of the input signal by the positive feedback providing 1–2 order of magnitude HMRS sensitivity.