

О.П. Яненко

ОСНОВНІ ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ ВИСОКОЧУТЛИВИХ КОМУТАЦІЙНО-МОДУЛЯЦІЙНИХ РАДІОМЕТРІВ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ

Проведено аналіз можливих шляхів створення високочутливих комутаційно-модуляційних радіометрів мм-діапазону, розроблені рекомендації з конструювання окремих вузлів, вибору елементної бази та структури радіометричних систем. Представлені результати експериментальних досліджень зразків як вузлів, так і радіометричних систем в цілому на діапазон частот 37–78 ГГц.

Діапазон міліметрових хвиль від 1 до 10 мм (частотою 30–300 ГГц) широко використовується у радіоастрономії, радіозв'язку, метеорології, радіонавігації, фізиці, медицині, біології, а також інших областях науки і техніки. Інформаційними сигналами при цьому можуть бути як монохроматичні, так і шумові сигнали, причому їх рівень у більшості випадків на декілька порядків менший, ніж можливості стандартної вимірювальної апаратури. Так, вимірювачі потужності МЗ-22А, МЗ-75 забезпечують вимірювання мінімальної потужності на рівні 1 мкВт ($1 \cdot 10^{-6}$ Вт), а рівні сигналів, використовуваних у радіолокації, радіоастрономії, фізиці, медицині та біології становлять від $1 \cdot 10^{-6}$ до $1 \cdot 10^{-12}$ Вт і для шумових сигналів $1 \cdot 10^{-14} \dots 1 \cdot 10^{-20}$ Вт/Гц [1, 2, 3]. Вимірювати такі рівні низькоінтенсивних сигналів можна за допомогою стандартних або нестандартизованих спеціалізованих засобів на основі високочутливих вимірювальних приймачів-радіометрів.

Відомі стандартні приймачі П5-14А ($f_p = 16 \dots 27$ ГГц) та П5-15А ($f_p = 27 \dots 37$ ГГц) забезпечують вимірювання сигналів з чутливістю $1 \cdot 10^{-12}$ Вт тільки на початку міліметрового діапазону. Для низькоінтенсивних сигналів у більш високочастотній зоні мм-діапазону потрібні нестандартизовані вимірювальні приймачі, чутливість яких може сягати $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-14}$ Вт для монохроматичних сигналів або $1 \cdot 10^{-20} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц для шумових сигналів.

Гранична чутливість вимірювального приймача прямого підсилення визначається за формулою [4]

$$P_{рм.гр.} = kT_0\Delta fK_{ш} ,$$

де k – постійна Больцмана ($k = 1,37 \cdot 10^{-23}$ Дж/град);

T_0 – абсолютна температура середовища (для нормальних умов $T_0 = 290^\circ$ К);

Δf – смуга пропускання радіометра;

$K_{ш}$ – коефіцієнт шуму каналу приймача.

Таким чином, гранична чутливість приймача визначається коефіцієнтом шуму та смугою частот пропускання каналу радіометра.

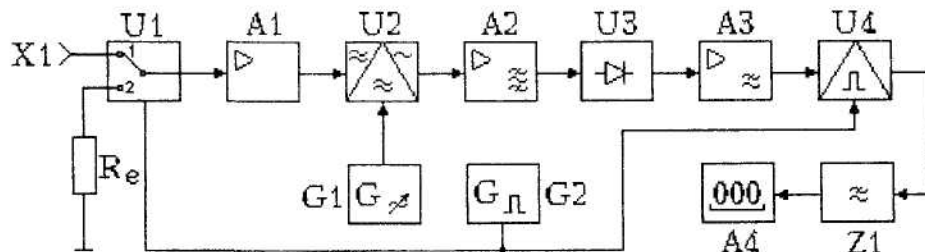


Рис. 1

Для створення можливості вимірювання сигналів, рівень яких нижчий від рівня власних шумів приймача, використовують радіометри з комутаційно-модуляційним перетворенням [2, 5].

Структурна схема комутаційно-модуляційного радіометра (рис. 1) містить вхідну антену X1, еквівалент антени R_e , комутаційний модулятор U1, підсилювач A1, перетворювач частоти U2, гетеродин G1, підсилювач проміжної частоти A2, квадратичний детектор U3,

низькочастотний підсилювач АЗ, синхронний детектор У4, генератор комутуючих імпульсів G2, фільтр нижніх частот Z1 та індикатор А4.

Граничну чутливість комутаційно-модуляційного радіометра у випадку прямокутної модуляції та демодуляції вхідного сигналу можна записати [1]

$$P_{рм.гр.} = 2 \sqrt{2} P_{ш} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}} = 1,414 P_{ш} \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}},$$

де $P_{ш}$ – власні шуми радіометра;

ΔF – смуга пропускання вихідного НЧ-фільтра;

Δf – смуга пропускання каналу радіометра (фільтра проміжної частоти).

Відношення $\Delta F / \Delta f = q$ формує радіометричний вигреш. У діапазоні мм-хвиль смуга фільтра проміжної частоти може становити десятки або сотні мегагерц, а смуга фільтра нижніх частот – від одиниць герц до одиниць кілогерц. Так, вимірювальний приймач П5-15А має смугу пропускання $\Delta f = 10$ МГц, а смуга ΔF вимірюється сотнями герц. Таким чином, радіометричний вигреш може становити від 10^3 до 10^6 , що забезпечує вимірювання шумових сигналів, рівень яких значно менший за рівень власних шумів радіометра.

Реалізація схеми радіометра мм-діапазону хвиль у розглянутому варіанті (рис. 1) ускладнена, оскільки технічні можливості розробки окремих вузлів (вхідного підсилювача, змішувача, підсилювача проміжної частоти) або забезпечення характеристик (коефіцієнтів підсилювання, перекриття за частотою, шуму тощо) обмежені відсутністю необхідної стандартної елементної бази або параметрами наявних електронних елементів.

Наприклад, проектування широкосмугового вхідного підсилювача (на один геометричний розмір хвилеводу) можливе лише у нижній зоні частот мм-діапазону (25–37 ГГц). Розробка підсилювача на вищій діапазон є складною технічною проблемою і в основному вирішується лише для фіксованих або вузьких смуг частот. Крім того, жорсткі вимоги щодо забезпечення коефіцієнта шуму вхідного підсилювача на рівні 2–3 дБ, коефіцієнта підсилювання 20...30 дБ практично робить неможливим проектування цього вузла у розглянутому варіанті. Тому перспективнішою для радіометра мм-діапазону є послідовне з'єднання антени, комутатора, змішувача та підсилювача проміжної частоти із збереженням подальшої структурної схеми радіометра. Необхідна чутливість (підсилення) досягається за рахунок подальшого тракту радіометра на низькій частоті (проміжній, частоті комутації, постійному струмі).

Комутаційний модулятор У1 забезпечує почергове під'єднання антени та еквівалентного опору R_e до входу змішувача. У зоні мм-хвиль (37–78 ГГц) є можливість використання стандартних хвилевідних модуляторів типу М347, які використовуються на варакторних діодах.

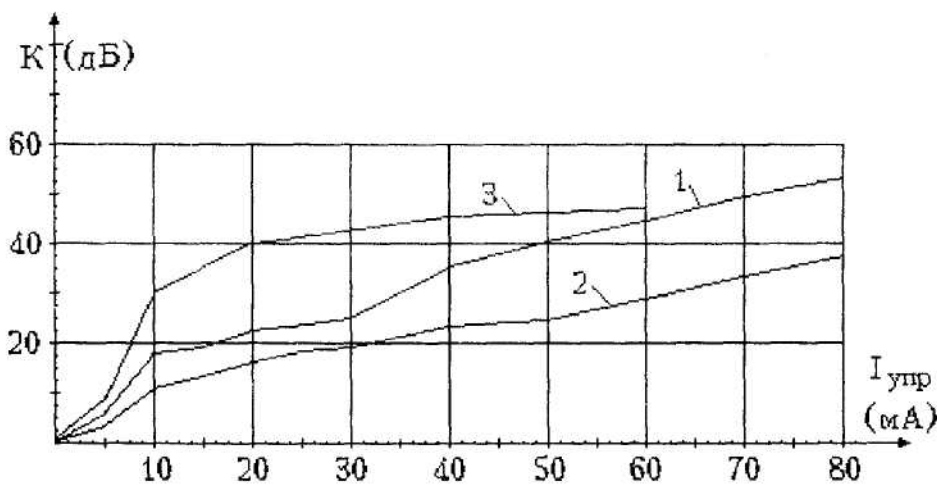


Рис. 2

Дослідження можливостей цих модуляторів [6] виявило ряд недоліків, які обмежують їх використання у вимірювальних радіометричних системах підвищеної чутливості. Комутаційні модулятори характеризуються "якістю", що описується формулою:

$$(A_0 - 1)(A_3 - 1) = K,$$

де A_0 – коефіцієнт передачі модулятора у відкритому стані;

A_3 – коефіцієнт передачі у закритому стані.

Бажане співвідношення сигналів на виході (перемикача-модулятора) у закритому та відкритому станах повинно бути на рівні 70–80 дБ, що забезпечує високу чутливість та точність вимірювання сигналів, а також динамічний діапазон.

Практична перевірка “якості” стандартних модуляторів міліметрового діапазону типу М347 показала, що максимальне співвідношення K становить 45–52 дБ, причому збільшення струму управління не впливає на поліпшення “якості” модулятора.

На рис. 2 наведені характеристики модуляторів: 1, 2 – діапазон частот 53–78 ГГц, 3 – діапазон 37–53 ГГц.

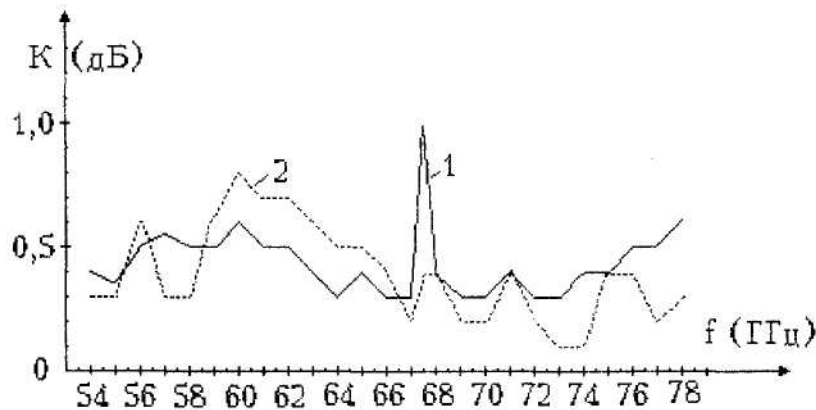


Рис. 3

Рисунок 3 ілюструє амплітудно-частотну залежність (характеристику) модуляторів діапазону частот 53–78 ГГц. Із графіка видно, що модулятори не забезпечують рівномірного коефіцієнта передачі у діапазоні робочих частот, що необхідно враховувати під час оцінки точності вимірювання потужності сигналів за допомогою радіометричної системи.

Перетворювач частоти (змішувач) та підсилювач проміжної частоти за відсутності попереднього підсилювача є основними джерелами шумів тракту радіометра. Коефіцієнт шуму змішувача визначається виразом:

$$K_{ш.зм.} = 10 \lg(K_{вх} / K_{вих}),$$

де коефіцієнти співвідношень потужностей сигналу і шуму на вході та виході змішувача $K_{вх} = P_{вх с} / P_{вх ш}$; $K_{вих} = P_{вих с} / P_{вих ш}$; а $P_{вх с}$, $P_{вих с}$, $P_{вх ш}$, $P_{вих ш}$ – вхідне та вихідне значення потужності сигналу та шуму.

З урахуванням внеску підсилювача проміжної частоти (ППЧ) сумарний коефіцієнт шуму можна записати [7]

$$K_{ш \Sigma} = K_n(K_{ш ппч} + t - 1),$$

де $K_n = 10 \lg(P_{вх с} / P_{пч})$ – коефіцієнт втрат перетворення змішувача; t – шумове відношення діода у змішувачі.

Враховуючи, що для діодів Шотткі $t \approx 1$, можна записати $K_{ш} = K_n K_{ш ппч}$, або в децибелах

$$K_{ш}(\text{дБ}) = K_n(\text{дБ}) + K_{ш ппч}(\text{дБ}).$$

До параметрів, які можуть обмежувати використання змішувача у мм-діапазоні, слід віднести також низьку чутливість та пригнічення комбінаційних складових, значний КСХ входу і виходу та мала розв'язка між сигнальним і гетеродинним входами змішувача. Враховуючи жорсткі вимоги до параметрів перетворювача сигналів у радіометричних системах мм-діапазону, доцільно використовувати балансні змішувачі частоти, причому з індивідуальним проектуванням топології та конструкції змішувача.

Виходячи з цих вимог була проведена розробка схеми та конструкції балансних змішувачів на діапазоні частот 37–53 ГГц та 53–78 ГГц з використанням безкорпусних діодів Шотткі із

арсеніду галію. В результаті отримано значення таких основних параметрів змішувача: коефіцієнт втрат у діапазоні робочих частот $K_{om} \leq 6$ дБ, розв'язка між сигнальним та гетеродинним входами змішувача ≥ 20 дБ, КСХ від 1,8 до 2,0, нерівномірність амплітудно-частотної характеристики ± 2 дБ. Коефіцієнт шуму з урахуванням параметрів ППЧ $K_{ш}(дБ) = 8$ дБ.

У ширококутлових вимірювальних системах, де вхідним вузлом є приймальна антена та перетворювач частоти, підсилювач проміжної частоти виконується з мінімальним значенням коефіцієнта шуму, який на рівні із змішувачем визначають чутливість радіометра [8].

Параметри та характеристики підсилювачів значною мірою залежать від транзисторів, які використовуються у схемі підсилювача.

Польові транзистори з бар'єром Шотткі (ПТШ), які мають менший коефіцієнт шуму та перевагу перед іншими типами транзисторів, також сприяють зменшенню рівня шумів схеми підсилювачів з від'ємним зворотним зв'язком.

Еквівалентна схема базового підсилювача на ПТШ із зворотним зв'язком (рис. 4) виконується на польовому транзисторі з бар'єром Шотткі.

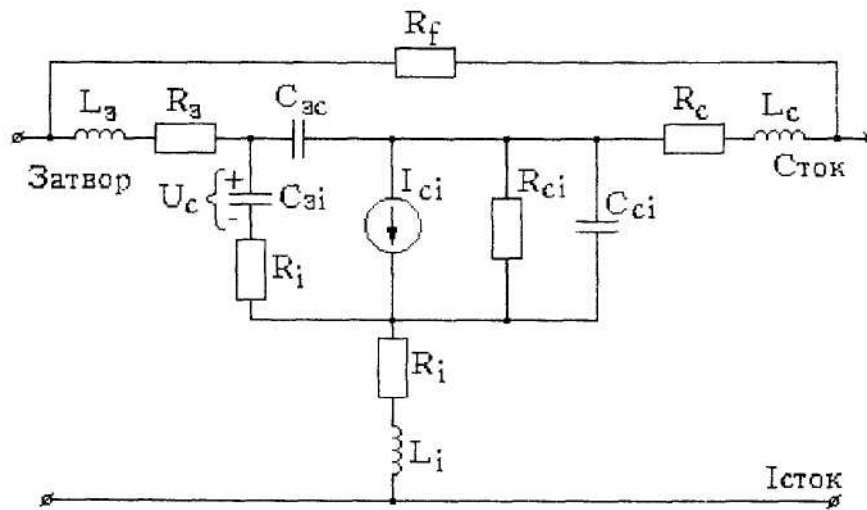


Рис. 4

Резистор R_f – ланцюг від'ємного зворотного зв'язку. $L_з, R_з, R_i, L_i, R_c, L_c$ – параметри затвора, істока та стока, ПТШ.

Наближений мінімальний коефіцієнт шуму ПТШ (в дБ) можна оцінити, використавши еквівалентну схему транзистора:

$$K_{ш\ min} = 10 \lg[1 + 0,27fL(S_0R_з + S_0R_i)^{1/2}],$$

де f – частота, ГГц;

L – ефективна довжина затвора;

$S_0 = S_{птш} (1 - S_{птш} R_i)$ – крутизна підсилювача;

$S_{птш}$ – крутизна ПТШ.

Оптимізація коефіцієнта шуму (мінімальне значення) забезпечується, якщо параметри вхідного ланцюга підсилювача відповідають вимогам:

$$R_{opt} = 2,2[(1 / 4S_0) + R_з + R_i], \text{ а } X_{opt} = 160 / fC_{зі}.$$

Для забезпечення необхідної чутливості вимірювальної системи коефіцієнт підсилення ППЧ повинен становити $K_n \geq 60$ дБ, що становить певні труднощі у випадку реалізації підсилювача у частині узгодження, стабільності та сумісності вузлів схеми.

Практична розробка високочутливого ППЧ виконувалася з використанням двокаскадних підсилювачів на арсенід-галієвих ПТШ (рис. 5).

Значна частина схеми реалізована на кристалі (GaAs) розміром $0,75 \times 0,75$ мм. Схема має у своєму складі 900 мкм (VT1) та 600 мкм (VT2) транзистори з довжиною затвора 1 мкм, сформовані за допомогою іонної імплантації в напівізолюючу підкладку GaAs. Транзистор VT1 має крутизну 70 ± 10 мА/В та початковий струм стоку 70 ± 20 мА, а транзистор VT2

відповідно 60 ± 20 мА/В та 50 ± 20 мА. Основні параметри двокаскадного підсилювача: $f_p = 50 \dots 900$ МГц; $K_{pid} = 24$ дБ; $K_{ш} = 2$ дБ; $U_{жив} = 9 \dots 12$ В; розміри $10 \times 16 \times 2,5$ (мм), вага 2 г.

Розроблені таким чином підсилювачі послідовно набиралися в декілька ступенів для забезпечення необхідного коефіцієнта підсилення. Окрім того вони можуть самостійно використовуватись в різних пристроях з додатковим включенням між уніфікованими мікромодульними каскадами підсилювачів різних типів фільтрів та атенуаторів, що дозволяє формувати таким чином необхідну робочу смугу частот та можливість регулювання коефіцієнта підсилення. Конструктивно ППЧ для вимірювальної системи НЗВЧ-діапазону містить шестикаскадний модуль з фільтрами низької частоти, що забезпечує $K_n > 60$ дБ.

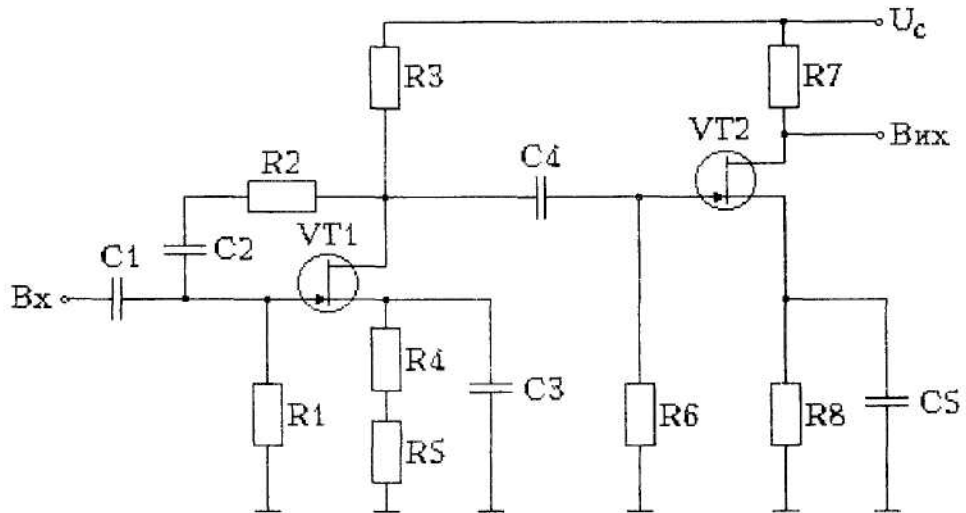


Рис. 5

Експериментальна залежність коефіцієнта передачі та коефіцієнта шуму підсилювача від частоти представлена на рис. 6.

Подальше зниження коефіцієнта шуму до значення $K_{ш\text{птч}} \approx 1,5$ дБ та збільшення коефіцієнта підсилення до $K_{pid} > 70$ дБ досягнуто за рахунок використання у першому каскаді підсилювача безкорпусних польових транзисторів фірми AVANTEK, які мають власний коефіцієнт шуму $K_{ш\text{пт}} = 0,4$ дБ на частоті 1 ГГц. Робоча частота підсилювача склала 100–270 МГц, $U_{жив} = 12$ В, $I_{спож} = 130$ мА, розміри $42 \times 31 \times 10$ (мм).

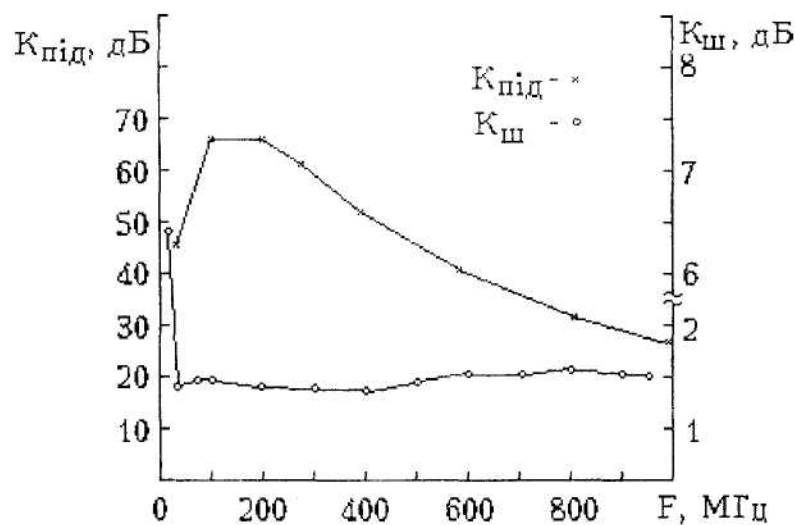


Рис. 6

Крім ретельного виконання вузлів радіометричної системи та забезпечення їх необхідних параметрів з метою досягнення високої чутливості, існують також структурні методи побудови радіометрів, які дають можливість підвищувати чутливість, роздільну здатність та точність вимірювання. Так, у [9] розглянута схема модуляційного радіометра (рис. 7) забезпечує

підвищення чутливості відомої схеми на 1–2 порядки, що поряд з наведеними вище заходами дозволяє забезпечити радіометричній системі сталій запас по чутливості.

Окрім стандартного каналу перетворення з коефіцієнтом передачі α , радіометрична система має у своєму складі суматор, атенюатор, генератор шуму та ланку позитивного зворотного зв'язку з коефіцієнтом перетворення β .

У першому положенні комутатора на вхід радіометра надходить сигнал, квадрат ефективного значення якого

$$U_c^2 = k_{ant} T,$$

де k_{ant} – чутливість антени; T – температура об'єкта дослідження.

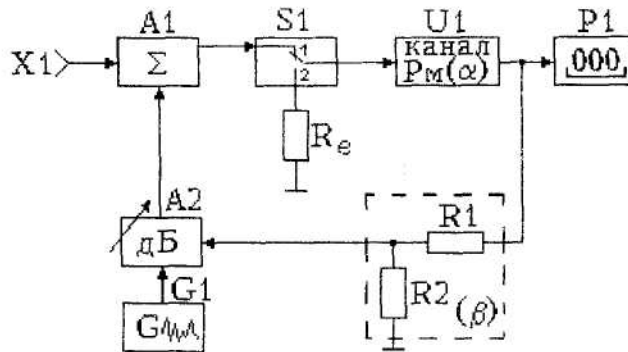


Рис. 7

На виході суматора у цьому випадку формується напруга, квадрат ефективного значення якого становить:

$$(U_{\Sigma}')^2 = U_c^2 + k_{at} U_{шг}^2 + U_{штр}^2,$$

де k_{at} – коефіцієнт передачі атенюатора; $U_{шг}^2$, $U_{штр}^2$ – ефективне значення шуму генератора та тракту радіометра.

У другому положенні комутатора на вході суматора формується напруга, квадрат ефективного значення має вигляд

$$(U_{\Sigma}'')^2 = U_{штр}^2.$$

В результаті періодичного перемикання комутатора з частотою Ω на виході квадратичного детектора з урахуванням вихідних напруг суматора фільтром нижніх частот виділяється напруга частоти комутації:

$$U = 0,5\alpha(U_{квд} - U'_{квд}) \text{ sign } \sin\Omega t,$$

де α' – коефіцієнт перетворення тракту радіометра до виходу фільтра;

$U_{квд}$, $U'_{квд}$ – вихідні напруги квадратичного детектора у напівперіоди комутації.

Після перетворення на виході синхронного детектора радіометра за період комутації виділяється постійна складова

$$U_{cd} = 2(U_c^2 + k_{at} U_{шг}^2).$$

Коефіцієнт передачі атенюатора на виході генератора шуму пропорційний вихідній напрузі синхронного детектора. Враховуючи, що коефіцієнт зворотного зв'язку β , коефіцієнт передачі атенюатора можна записати таким чином:

$$k_{at} = \beta U_{cd}.$$

Підставивши отриманий вираз у попереднє рівняння та провівши спрощення, матимемо

$$U_{cd} = \alpha U_c^2 / (1 - \alpha\beta U_{шг}^2).$$

З урахуванням значення вхідного сигналу вихідну напругу радіометричної системи можна записати так:

$$U_{вих\ PC} = \alpha k_{ант} T / (1 - \alpha \beta U_{ис}^2) .$$

Максимальний вигравш за чутливістю, коли $(1 - \alpha \beta U_{ис}^2) \rightarrow 0$, обмежується можливістю виникнення автоколивань у ланцюгу зворотного зв'язку. Практично флукуаційну чутливість радіометричного вимірювача можна збільшити на 1–2 порядки і довести до значень $1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц · см².

Важливим питанням проектування радіометричних систем мм-діапазону є метрологічна оцінка можливостей системи – теоретичний розрахунок та практична перевірка точності вимірювання [10]. Структурна схема перевіркої вимірювальної установки для радіометричної системи (рис. 8). Система містить: G1 – джерело вхідного сигналу; G2 – калібрувальний генератор; S1 – перемикач; A1 – зразковий атенюатор; PC – радіометрична система; P1 – індикатор.

Схема реалізує метод заміщення потужності сигналу, яку вимірюють, відомим значенням потужності калібрувального генератора. На першому етапі на вхід PC через перемикач S1 під'єднують джерело сигналу, який вимірюють (G1)

$$P_x(t) = U^2_{G1}(t).$$

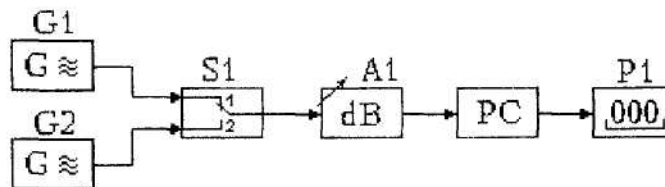


Рис. 8

Індикатором P1 реєструють значення, що відповідає показанням зразкового атенюатора $P_x \equiv A_x$.

Одержане значення атенюатора фіксують, а потім під'єднують калібрувальний генератор G2 з відомим (вимірним) значенням потужності калібрувального генератора

$$P_k(t) = U^2_{G2}(t) .$$

Потужність калібрувального генератора вимірюють стандартним приладом (наприклад, МЗ-22А), причому вибирають $P_k \gg P_c$.

За допомогою зразкового атенюатора А1 на індикаторі P1 встановлюють показник, аналогічний одержаному на першому етапі, за умови, що $P_k \equiv A_k$.

Значення невідомої потужності сигналу визначають з виразу

$$P_x = P_k A_x / A_k,$$

де A_x, A_k – ослаблення атенюатора при вимірюванні невідомої та калібрувальної потужності.

Аналіз складових похибок радіометричної системи показує, що найбільший вплив на точність вимірювання справляють похибки зразкового атенюатора та стандартного вимірювача потужності, який використовується для оцінки калібрувальної потужності.

Розрахункова оцінка точності PC $\delta_p = 33,5 \pm 4,5$ %, наведена у [10], підтвердила можливість вимірювання потужності низькоінтенсивних сигналів з прийнятною точністю. Підвищення оцінки точності PC можливе за рахунок використання точніших стандартних приладів (вимірювача потужності та зразкового атенюатора) або шляхом атестації цих засобів вимірювання з доповненням графіків розподілу похибок у робочому діапазоні частот.

Таким чином, проведені дослідження елементної бази, принципів структурної побудови вузлів та радіометричної системи підтверджують можливості проектування високочутливих ($P_{сп} = 1 \cdot 10^{-21} \dots 1 \cdot 10^{-22}$ Вт/Гц · см²) комутаційно-модуляційних радіометрів міліметрового діапазону, що відкриває можливість тоншого вивчення процесів та механізмів взаємодії електромагнітних полів у живій та неживій природі.

ЛІТЕРАТУРА:

1. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1972. – С. 416.
2. Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф. Проблемы измерения низкоинтенсивного излучения мм-диапазона // Труды 1-ой н/п конф. “СКИТ-97”. – К.-Мук-во, 1997. – С. 153–157.
3. Голанш В.Е. Сверхвысокочастотные методы исследования плазмы. – М.: Наука, 1968. – С. 327.
4. Безруков А.В. Измерение шумов радиоприемных устройств. – М.: Связь, 1971.
5. Скрипник Ю.А. Измерительные устройства с коммутационно-модуляционными преобразователями. – К.: Вища школа, 1975. – С. 256.
6. Колисниченко М.В., Мацibuра А.П., Перегудов С.Н., Яненко А.Ф. Коммутационно-модуляционные преобразователи радиометрических систем повышенной чувствительности // Мат. IV межд. н/п конф. “Современные информационные и энергосберегающие технологии жизнеобеспечения человека”. – Севастополь: 1998. – Книга 5. – С. 53–56.
7. Амирян Р.А., Куликов А.В., Криворучко В.И. Функциональные элементы интегральных схем мм-диапазона: фильтры, малощумящие смесители. Обзор по электронной технике. – М.: Вып. II, 1985. – С. 32.
8. Колисниченко М.В., Мацibuра А.П., Перегудов С.Н., Яненко А.Ф. Вопросы разработки и применения малощумящих усилителей для измерительных систем микроволновой резонансной терапии // Праці III міжн. н/п конф. “СИЭТ-98”. – Кам'янець-Подільськ: 1998. – Книга 5. – С. 36–39.
9. Скрипник Ю.А., Перегудов С.Н., Яненко А.Ф. Высокочувствительный измеритель мощности излучения объектов // Матер. III межд. н/п конф. – Житомир, 1997. – С. 160–162.
10. Яненко А.Ф. Оценка точности нестандартизованной установки для измерения мощности излучения медицинской аппаратуры КВЧ-диапазона // Мат. I межд. н/п конф. “СКИТ-97”. – Мукачево, 1997. – С. 153–157.

ЯНЕНКО Олександр Пилипович – кандидат технічних наук, доцент НТУУ “КПІ”, завідувач відділу випробувань та метрологічного забезпечення НДЦ квантової медицини “Відгук” МОЗ України м. Києва.

Наукові інтереси:

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