



УКРАЇНА

(19) UA

(11) 57820

(13) C2

(51) 7 G01R29/26

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ
І НАУКИ УКРАЇНИДЕРЖАВНИЙ ДЕПАРТАМЕНТ
ІНТЕЛЕКТУАЛЬНОЇ
ВЛАСНОСТІОПИС
ДО ПАТЕНТУ НА ВИНАХІД

(54) МОДУЛЯЦІЙНИЙ РАДІОМЕТР

1

(21) 2000074129

(22) 12 07 2000

(24) 15 07 2003

(46) 15 07 2003, Бюл. № 7, 2003 р.

(72) Скрипник Юрій Олексійович, Яненко Олексій
Пилипович, Колісниченко Михайло Васильович(73) НАУКОВО-ДОСЛІДНИЙ ЦЕНТР КВАНТОВОЇ
МЕДИЦИНИ "ВІДГУК" МІНІСТЕРСТВА ОХОРОНИ
ЗДОРОВ'Я УКРАЇНИ

(56) SU 1233060, М. кл. G01R 29/26, 1986

SU 1568003, М. кл. G01R 29/26, 1988

SU 1614666, М. кл. G01R 29/26, 1996

SU 1478163, М. кл. G01R 29/26, 1989

SU 1448312, М. кл. G01R 29/26, 1988

(57) Модуляційний радіометр, який містить
послідовно з'єднані антену, комутатор з
еквівалентним навантаженням на одному із входів,
підсилювач високої частоти і амплітудний
детектор, генератор низької частоти, регульований

2

атенюатор, послідовно з'єднані смуговий
підсилювач низької частоти, синхронний детектор,
фільтр нижніх частот і реєстратор, причому вихід
генератора низької частоти з'єднаний з керуючими
 входами комутатора і синхронного детектора, який
 відрізняється тим, що в нього введені
регульований фазообертач, помножувальний
блок, роздільний конденсатор та диференціальний
підсилювач, вихід якого з'єднаний із входом
смугового підсилювача низької частоти і через
роздільний конденсатор сполучений з одним із
входів помножувального блока, другий вхід якого
через регульований фазообертач з'єднаний з
виходом генератора низької частоти, вихід
помножувального блока через регульований
атенюатор з'єднаний з одним входом
диференціального підсилювача, другий вхід якого
сполучений з виходом амплітудного детектора

Винахід відноситься до радіотехніки і може
бути використаний для вимірювання інтенсивності
радіотеплового випромінювання, яке має
суцільний спектр, радіотелескопами та пасивними
радіолокаторами НВЧ-діапазону

Дедалі більший інтерес виявляють такі науки,
як астрономія, фізика, біологія і медицина до
проблем вимірювання інтенсивності слабких
сигналів, що випромінюються нагрітими фізичними
і біологічними об'єктами. Спектральна щільність
цих сигналів в інтервалі частот, який сприймається
вимірювальною апаратурою, мала порівняно зі
спектральною щільністю її власних
(флуктуаційних) шумів

Для вимірювання інтенсивності слабких
сигналів в основному застосовуються
компенсаційні та модуляційні радіометри (див.
Есетина Н.А., Корольков Д.Я., Парийский Ю.В.
Радиотелескопы и радиометры - М. Наука -
1973 - 258с). В обох схемах за відсутності сигналу
на виході приймача, який включає в себе
підсилювач високої частоти і квадратичний
детектор, утворюється напруга, спричинена
власними шумами. Вимірювання сигналу, що

приймається антеною, зводиться до виділення
малого приросту постійної напруги на виході
квадратичного детектора на фоні великої напруги
від власних шумів. З цією метою напруга фону
компенсується від джерела опорної напруги у
компенсаційному радіометрі. Різниця постійна
напруга після фільтрації фільтром постійного
струму вимірюється високочутливим приладом
постійного струму

У модуляційному радіометрі сигнал, що
приймається антеною, до подання у підсилювач
приймача модулюється за інтенсивністю
комутатором з низькою частотою. Слабка напруга
обвідної частоти модуляції, яка формується на
виході квадратичного детектора, виділяється з
флуктуаційного фону власних шумів
вузькосмуговим фільтром. Останній найчастіше
виконується за схемою - вибіркового підсилювача
низької частоти модуляції і синхронний детектор,
який керується напругою частоти модуляції.
Амплітуда низькочастотної обвідної, яка виділена
синхронним детектором, пропорційна
інтенсивності сигналу, що приймається

При стабільному рівні власних шумів

(13) C2

(11) 57820

(19) UA

приймальної апаратури обидві схеми забезпечують вигрash у чутливості, пропорційний співвідношенню

$$\frac{\sqrt{\Delta f}}{\sqrt{\Delta F}},$$

де Δf - смуга пропускання підсилювача високої частоти,

ΔF - смуга пропускання фільтра нижніх частот (постійного струму)

При цьому чутливість компенсаційного та модуляційного радіометрів теоретично може бути скільки завгодно великою завдяки вибору достатньо вузької смуги ΔF фільтра нижніх частот

Однак рівень шумів у реальному приймачі нестабільний - відбувається повільна безладна його модуляція Ця нестабільність зменшує вигрash у чутливості при компенсаційній схемі У модуляційній схемі за достатньо великої частоти модуляції сигналу, що приймається (практично не менше декількох десятків герц) низькочастотні флуктуації проявляються значно слабше (див. Троицкий В.С. К теории измерения слабых сигналов, имеющих сплошной спектр // Журнал технической физики - 1951 - Вып. 8, - Т. XXI - С. 994-1003) Тому до теперішнього часу переважно застосовувалися модуляційні радіометри

Відомий модуляційний радіометр за А.С. СРСР №1233060, кл. G 01 R 29/26, 1984 (Б.И., 1986, №30), який містить антену, комутатор, генератор еталонного шуму, n - входний суматор, підсилювач ВЧ, квадратичний детектор, n синхронних фільтрів, n синхронних детекторів, генератор напруги меандра низької частоти, n подільників частоти, n - входних елементів, або реєстратор У багатоканальному радіометрі рівень шумів знижений в n разів порівняно з одноканальними радіометрами, що дозволяє теоретично підвищити чутливість Однак неминуча неідентичність n -ої кількості однотипних перетворювальних ланцюгів знижує реальний вигрash у чутливості

Відомий також модуляційний радіометр за А.С. СССР №1568003, кл. G 01 R 29/26, 1988 (Б.И., 1990, №20), який містить послідовно з'єднані антену, комутатор з еквівалентним навантаженням на одному із входів, підсилювач високої частоти і амплітудний детектор, генератор низької частоти, атенюатор, що регулюється, послідовно з'єднані смуговий підсилювач низької частоти, синхронний детектор, фільтр нижніх частот і реєстратор Вихід генератора низької частоти при цьому з'єднаний з керуючими входами комутатора і синхронного детектора Крім того, відомий модуляційний радіометр містить блок керування атенюатором, вхід якого з'єднаний з виходом смугового підсилювача, а вихід - з входом керування атенюатора

Підвищення чутливості досягається за рахунок використання власних шумів амплітудного детектора, які через блок керування надходять на атенюатор і створюють амплітудну модуляцію шумів за наявності корисного сигналу Завдяки позитивному зворотньому зв'язку в радіометрі виникає коливальний процес у смуговому

підсилювачі на частоті його налагодження При цьому амплітуда автоколивань пропорційна потужності сигналу, що приймається антенною Однак наявність спектральних складових шуму у смугі підсилювача, близьких до його центральної частоти, викликає низькочастотні флуктуації вимірюваної напруги, що знижує його чутливість

Завданням винаходу є створення такого модуляційного радіометра, у якому введення нових елементів і зв'язків забезпечило б пригнічення спектральних складових напруги у смуговому підсилювачі, наближених до його центральної частоти, що дозволяє знизити його флуктуаційний поріг і тим самим підвищити чутливість без збільшення часу на усереднення вихідного сигналу

Поставлене завдання вирішується за рахунок того, що у модуляційний радіометр, який містить послідовно з'єднані антену, комутатор з еквівалентним навантаженням на одному із входів, підсилювач високої частоти і амплітудний детектор, генератор низької частоти, атенюатор, що регулюється, послідовно з'єднані смуговий підсилювач низької частоти, синхронний детектор, фільтр нижніх частот і реєстратор причому вихід генератора низької частоти з'єднаний з керуючими входами комутатора і синхронного детектора згідно з винаходом введені регульований фазообертач, помножувальний блок, розділяючий конденсатор та диференційний підсилювач, вихід якого з'єднаний із входом смугового підсилювача низької частоти і через розділяючий конденсатор сполучений з одним із входів помножувального блоку, другий вхід якого через регульований фазообертач з'єднаний з виходом генератора низької частоти, вихід помножувального блоку через регульований атенюатор з'єднаний з одним входом диференційного підсилювача, другий вхід якого сполучений з виходом амплітудного детектора радіометра

Саме введення до схеми модуляційного радіометра регульованого фазообертача, помножувального блоку, розділяючого конденсатора та диференційного підсилювача, вихід якого з'єднаний із входом смугового підсилювача низької частоти і через розділяючий конденсатор сполучений з одним із входів помножувального блоку, другий вхід якого через регульований фазообертач з'єднаний з виходом генератора низької частоти, вихід помножувального блоку через регульований атенюатор з'єднаний з одним входом диференційного підсилювача, другий вхід якого сполучений з виходом амплітудного детектора радіометра, забезпечило формування компенсуючого сигналу з частотами, наближеними до низької частоти комутації, які розташовані у смугі пропускання смугового підсилювача, що забезпечує зменшення рівня низькочастотних флуктуацій на виході синхронного детектора і дозволяє зменшити постійну часу фільтра нижніх частот, тим самим підвищуючи його чутливість без збільшення часу усереднення

На фіг. наведена функціональна схема модуляційного радіометра

Радіометр містить антену 1, до якої під'єднані

послідовно сполучені комутатор 2 з еквівалентним навантаженням 3 на другому вході, підсилювач 4 високої частоти, амплітудний детектор 5, диференційний підсилювач 6, смуговий підсилювач 7 низької частоти, синхронний детектор 8, фільтр 9 нижніх частот і реєстратор 10. Генератор 11 низької частоти з'єднаний з керуючими входами комутатора 2 і синхронного детектора 8 та регульованим фазообертачем 12, вихід якого з'єднаний з одним входом помножувального блоку 13, а другий вхід через розподільчий конденсатор 14 - з виходом диференційного підсилювача 6, другий вхід генератора через регульований атенуатор 15 з'єднаний з виходом помножувального блоку 13.

Модуляційний радіометр працює таким чином.

Радіотеплове випромінювання, прийняте антеною 1, через комутатор 2 надходить на вхід підсилювача 4 високої частоти (ПВЧ). При означеному положенні комутатора 2 рівень шумів ПВЧ 4 визначатиметься вихідним опором антени 1, який шунтує вхід ПВЧ. Інтенсивність сигналу, що приймається

$$\bar{U}_1^2 = S_1 T_1 \Delta f \quad (1)$$

де S_1 - чутливість антени,

T_1 - температура джерела випромінювання,

Δf - смуга частот, які підсилюються ПВЧ.

Інтенсивність власних шумів ПВЧ на його вході

$$\bar{U}_2^2 = R(F-1)T_0 \Delta f \quad (2)$$

де R - вхідний опір ПВЧ,

F - коефіцієнт шуму ПВЧ,

$T_0 = 273\text{K}$ - температура, що відповідає нулю градусів за Цельсієм. У радіометрах сигнал, що приймається, набагато слабший від власних

шумів підсилювача ($\bar{U}_1^2 \ll \bar{U}_2^2$). Тому ПВЧ 4 підсилює суміш шумових сигналів, яка детектується амплітудним детектором 5 з квадратичною характеристикою

Оскільки сигнали, що підсилюються, некорельовані між собою, то вихідна напруга детектора

$$U_3^2 = S_2 K_1^2 (\bar{U}_1^2 + \bar{U}_2^2), \quad (3)$$

де S_2 - чутливість амплітудного детектора,

K_1 - коефіцієнт підсилення ПВЧ.

У протилежному положенні комутатора 2 до виходу ПВЧ 4 поєднується еквівалентне вихідному опору антени 1 навантаження 3, з температурою, що дорівнює температурі антени. Тому вихідна напруга детектора у цьому випадку набуває значення

$$U_3^2 = S_2 K_1^2 \bar{U}_2^2, \quad (4)$$

Комутатор 2 керується прямокутною напругою генератора 11 низької частоти. Тому на виході амплітудного детектора 5 за період комутації буде присутня змінна складова частоти комутації Ω і шумовий сигнал від наявності власних шумів ПВЧ та детектора і флуктуацій коефіцієнта підсилення ПВЧ

$$U_A(t) = \frac{U_3 - U_3^0}{2} \sin \Omega t + V_w(t), \quad (5)$$

де $V_w(t)$ - напруга низькочастотних шумів, з

урахуванням постійної складової

Низькочастотний сигнал (5) підсилюється диференційним підсилювачем 6 і надходить на вхід смугового підсилювача 7, центральна частота якого вибирається рівною до частоти комутації Ω . У смузі підсилення нарівні з корисним сигналом потрапляють також спектральні складові шуму, близькі до частоти комутації ($\Omega_i \approx \Omega$). Підсилена напруга, яка представляє собою суміш детермінованого сигналу частоти Ω і вузькосмугового сигналу, що складається з спектральних складових $\Sigma \Omega_i$, надходить на синхронний детектор 8, який керується напругою генератора 11 низької частоти. Змінна напруга частоти комутації Ω випрямляється, а спектральні складові шумової напруги утворюють низькочастотну флуктуючу напругу комбінаційних частот. Тому результатом синхронного детектування є сигнал

$$U_5 = \frac{K_2}{2} (U_3^2 - U_3^0) + K_2 V_1(\Omega \pm \Omega_i), \quad (6)$$

де K_2 - коефіцієнт підсилення смугового підсилювача,

$V_1(\Omega \pm \Omega_i)$ - низькочастотний шум комбінаційних частот Ω і Ω_i .

Перша складова напруги (6) є постійною складовою, яка з урахуванням виразів (3) і (4) має вигляд

$$U_6 = 0,5 S_2 K_2 K_1^2 \bar{U}_1^2 = 0,5 S_1 S_2 K_2 K_1^2 T_0 \Delta f, \quad (7)$$

Друга складова

$$U_7 = K_2 V_1(\Omega \pm \Omega_i) = K_2 V_1(\Delta \Omega), \quad (8)$$

є вузькосмуговим шумом з максимальною спектральною щільністю, близькою до нуля ($\Delta \Omega \ll \Omega$).

Постійна складова напруги (7) є корисним сигналом, який виділяється фільтром 9 нижніх частот та реєструється вихідним реєстратором 10. Рівень пригнічення низькочастотного шуму $V(\Omega \pm \Omega_i)$ тим більший, чим більша постійна часу фільтру 9, яка визначає час усереднення сигналу. Інтенсивність низькочастотного шуму $V(\Omega)$ визначається спектральною щільністю потужності шумового сигналу $V_w(t)$ в околі частоти комутації Ω . Оскільки розподіл щільності низькочастотних шумів обернено пропорційний частоті ($1/\Omega$), то з підвищенням частоти комутації Ω інтенсивність прилеглої частини низькочастотного шуму $V(\Omega)$ знижується, що й визначає виграш модуляційного радіометра порівняно з компенсаційним. Однак підвищення частоти комутації понад 1000 Гц істотного виграшу у зменшенні шумів виду $V(\Omega \pm \Omega_i)$ не дає, бо високочастотніший шум є тепловим і має рівномірний розподіл.

Для пригнічення спектральних складових шуму в околах частоти комутації Ω вихідна напруга диференційного підсилювача 6 через розділяючий конденсатор 14 подається на один вхід помножувального блоку 13, на другий вхід якого надходить напруга низької частоти Ω від генератора 11 через фазообертач 12. В результаті перемножування сигналу частоти Ω з низькочастотними компонентами шумової напруги $V_w(t)$ на виході блоку 13 формуються спектральні складові з частотами виду $\Omega \pm \Delta \Omega$, де $\Delta \Omega$ - частоти

спектральних складових шуму, близьких до нуля. Складові частоти комутації Ω у вихідній напрузі відсутні, оскільки розділяючий конденсатор 14 не пропускає постійну складову шумової напруги $V_w(t)$.

Складові напруги (5) частоти комутації перемножується з напругою генератора 11 і дає на виході блока 13 змінну напругу подвоєної частоти комутації (2Ω).

Таким чином, вихідна напруга помножувального блоку має вигляд

$$V_7(t) = V_2[(\Omega + \Delta\Omega)\varphi] + K_3 U_m \sin(2\Omega t + \varphi), \quad (9)$$

де φ - фазовий зсув, що спричиняються регулюючим фазообертачем 12,

U_m - амплітуда напруги генератора 11,

K_3 - коефіцієнт передачі, який враховує передавальні властивості фазообертача 12 і помножувального блоку 13.

Фазові співвідношення спектральних складових $\Omega \pm \Delta\Omega$ визначаються фазовим зсувом φ , який зумовлює фазообертач 12.

Напруга (9) надходить на другий вхід диференційного підсилювача 6. На виході диференційного підсилювача формується різницева напруга

$$U_8 = K_4 [U_4(t) - U_7(t)], \quad (10)$$

де K_4 - коефіцієнт підсилення диференційного підсилювача.

Різницева напруга (10) підсилюється смуговим підсилювачем 7 з коефіцієнтом підсилення K_2 у смузі пропускання. Підсилена напруга з урахуванням значень напруг (5) і (9) має вигляд

$$U_9 = 0,5 S_1 S_2 K_1^2 K_2 K_4 T_1 \Delta f \operatorname{sign} \sin \Omega t + K_2 K_4 \{ V_1(\Omega) - K_5 V_2[(\Omega \pm \Delta\Omega)\varphi] \} + K_3 K_4 U_m \sin(2\Omega t + \varphi), \quad (11)$$

де $V_1(\Omega)$ - частина шумової напруги $V_w(t)$, яка потрапляє у смугу пропускання підсилювача 7,

K_5 - коефіцієнт передачі регульованого атенюатора 15.

Враховуючи, що спектральні складові шуму $\Omega \pm \Delta\Omega$ близькі до частоти комутації, можна вважати

$$\Omega \pm \Delta\Omega \approx \Omega, \quad (12)$$

Тоді другу складову у виразі (11) можна мінімізувати та наблизити до нуля

$$V_1(\Omega) \approx K_5 V_2(\Omega, \varphi), \quad (13)$$

Для досягнення (13) фазу φ і коефіцієнт передачі K_5 регулюють так, щоб рівень комбінаційних складових ($\Omega \pm \Omega$) на виході синхронного детектора 8 був мінімальним. Регулювання фази та амплітуди компенсуючої напруги $K_5 V_2(\Omega, \varphi)$ здійснюють за мінімальним значенням коливань показників реєстратора 10.

Третій доданок у виразі (11) не є постійною складовою на виході синхронного

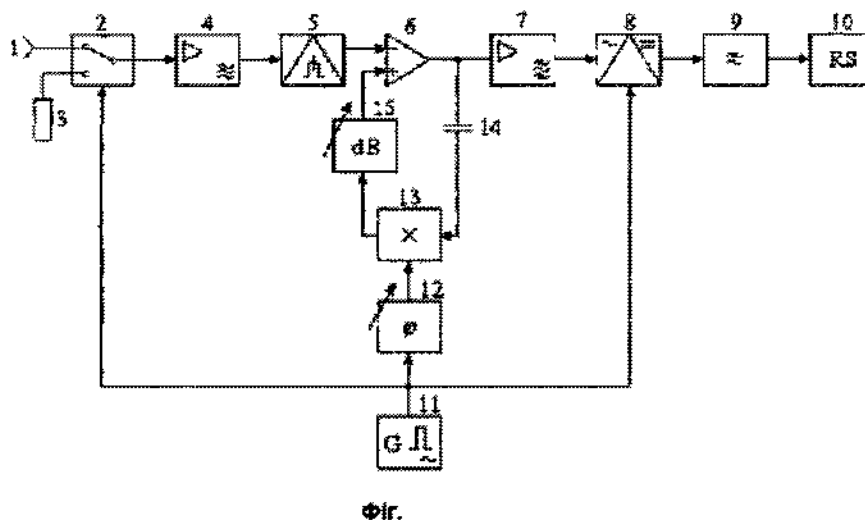
детектора 8, оскільки складові з комбінаційними частотами Ω і 2Ω пригнічуються фільтром 9 нижніх частот.

Перша складові напруги (11) випрямляється синхронним детектором 8 і згладжується фільтром 9 нижніх частот. В результаті реєструється лише корисна напруга

$$U_{10} = 0,5 S_1 S_2 K_1^2 K_2 K_4 T_1 \Delta f \quad (14)$$

Враховуючи, що вузькосмуговий шум зі спектральними складовими Ω і у смузі пропускання підсилювача 7 послаблений компенсуючою напругою з виходу атенюатора 15, постійна часу фільтра 9 нижніх частот може бути істотно знижена, що сприяє підвищенню його швидкодії. При збереженні припустимої інерційності фільтра значно підвищується чутливість модуляційного радіометра.

Приклад. Досліджений одноканальний модуляційний радіометр з постійною часу вихідного фільтра 30сек та частотою комутації 1000Гц, поріг чутливості якого до шумових сигналів становив 10^{19} Вт/Гц см². Після введення у схему одноканального радіометра компенсуючого блоку з регульованим атенюатором і фазообертачем з тією ж чутливістю постійну часу вдалося знизити у 10 разів (3сек). За початкової інерційності фільтра поріг чутливості знизився до 10^{20} Вт/Гц см².



Фіг.