

УДК 389.629

Ю.О. Скрипник, д.т.н., проф.

К.Л. Шевченко, к.т.н., доц.

О.А. Ваганов, аспір.

Київський національний університет технологій та дизайну

О.П. Яненко, д.т.н., проф.

Національний технічний університет України «КПІ»

ВИМІРЮВАННЯ СПЕКТРАЛЬНОЇ ЩІЛЬНОСТІ ПОТУЖНОСТІ НИЗЬКОІНТЕНСИВНИХ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ВИПРОМІНЮВАНЬ

Проаналізовано джерела похибок вузькосмугових радіометрів НВЧ-діапазону. Домінуючими похибками є власні шуми приймальної антени і шуми гетеродинного перетворювача частоти. Показано шляхи компенсації вказаних похибок завдяки використанню схемотехнічних оригінальних рішень.

Вступ. Низькоінтенсивні електромагнітні випромінювання (ЕМВ) властиві багатьом фізичним і біологічним об'єктам (радіотеплові випромінювання через флюктуації елементарних носіїв електрики, плазмові випромінювання, біологічні випромінювання внаслідок флюктуацій клітинних струмів та ін.). Так спектральна щільність потужності радіотеплового випромінювання при температурі 300 К становить всього (10^{-20} – 10^{-21}) Вт/(Гц·см²) залежно від коефіцієнта випромінювальної здатності об'єкта. Спектральна щільність потужності ЕМВ біологічного походження ще менша і визначається інтенсивністю електрофізіологічних процесів на клітинному рівні. Характерною особливістю таких ЕМВ є багаточастотність елементарних подій, які породжують результуюче ЕМВ.

Через випадковий характер елементарних подій спектр таких випромінювань є квазілінійним з розмитими інтенсивностями на дискретних частотах. При великій кількості елементарних подій спектр ЕМВ практично стає суцільним, у якому інформативним параметром виступає спектральна щільність потужності, яка теоретично залишається постійною в широкому діапазоні частот або ж є функцією частоти. Так для ЕМВ надвисокочастотного діапазону спектральна щільність радіотеплового випромінювання, згідно з законом випромінювання Релея–Джинса, пропорційна квадрату частоти, тобто зростає нелінійно зі зростанням частоти. Аналогічні властивості притаманні ЕМВ шумового характеру в об'єктах живої і неживої природи. З проходженням ЕМВ через поглинаюче середовище відбувається збільшення нерівномірності суцільних спектрів ЕМВ.

Спектральний аналіз низькоінтенсивних ЕМВ здійснюється за допомогою модуляційних радіометрів з вузькою смугою пропускання і можливістю вимірювання дисперсії виділеного випромінювання. В області надвисоких частот найчастіше використовуються модуляційні радіометри з гетеродинним перетворенням частоти прийнятого сигналу [1]. Вузькосмугові радіометри послідовної дії застосовуються для дослідження будь-яких сигналів, спектр яких не змінюється за час вимірювання (аналізу). Похибка вимірювання значною мірою визначається структурою спектра ЕМВ та рівнем шумів приймальної частини радіометра.

Роздільна здатність гетеродинного радіометра визначається подвоєною смугою пропускання вузькосмугового підсилювача проміжної частоти (ППЧ), у смугу пропускання якого повинен потрапляти лише сигнал різницевої частоти вигляду

$$f_c - f_A = f_I, \quad (1)$$

де f_N – частота ділянки спектра, що виділяється; f_A – частота перестроюваного гетеродина; f_I – частота налаштування вузькосмугового ППЧ.

Проте при аналізі низькоінтенсивних ЕМВ із суцільним спектром у смугу пропускання потрапляють і власні шуми приймальної антени, змішувача, гетеродина та інших високочастотних елементів вхідного пристрою радіометра, що значно спотворює результати вимірювань.

У модуляційних радіометрах для виключення впливу власних шумів гетеродинного приймача як модулятор використовують НВЧ-перемикачі на рпн-діодах, входи якого з'єднані відповідно з антеною і еквівалентним антені навантаженням або регульованим генератором шуму. Вихід НВЧ-перемикача з'єднаний із входом гетеродинного приймача, на вхід якого по черзі надходить сигнал антени і компенсуючий шум.

При перемикаванні рпн-діодів неминучі комутаційні розриви, часова й амплітудна несиметрія, що є джерелом комутаційного шуму, який важко компенсувати. Крім того, неідентичність коефіцієнтів передач плечей НВЧ-перемикача, паразитний електромагнітний зв'язок між його плечима, нееквівалентність комутуваних опорів антени і генератора шуму викликають дрейф нуля радіометра, що

підвищує флюктуаційний поріг чутливості модуляційного радіометра. Тому запропоновано [2] використовувати модуляційний гетеродинний радіометр, у якому НВЧ-модулятор виконаний на одному рп-діоді, з'єднаному з одним входом циркулятора, інший вхід якого з'єднаний із хвилевідним датчиком, а вихід циркулятора підключений до гетеродинного приймача.

Проте при роботі НВЧ-модулятора з одним рп-діодом не відбувається повна компенсація шумів приймальної антени або вимірювальної чарунки з досліджуванним матеріалом. У результаті виникає великий дрейф нуля радіометра, оскільки електромагнітне випромінювання, що приймається, співставлене із власним шумом антени або порожньою вимірювальною чарункою. При розмиканні НВЧ-ключа різко зростають шуми гетеродинного приймача, які при замкненому НВЧ-ключі були малі через узгодження приймача з вихідним опором антени. Паразитна модуляція власних шумів гетеродинного приймача призводить до ще більшого зростання зміщення нуля радіометра.

Для зменшення впливу модуляції шумів гетеродинного приймача використовують феритові вентилялі на вході змішувача гетеродинного приймача [3]. Проте при цьому значно знижується чутливість радіометра через втрати у вхідному вентилі, за допомогою якого ослаблюються власні шуми гетеродина і змішувача, що надходять на вихід ключа НВЧ-модулятора.

Виділення вузької ділянки спектра широкосмугового ЕМВ, що приймається, в радіометрі здійснюється за допомогою гетеродинного перетворювача частоти прийнятого широкосмуговою антеною сигналу і виділення сигналу різницевої частоти вузькосмуговим ППЧ. Проте, як вказувалося вище, у смугу пропускання ППЧ потрапляють не лише спектральні складові широкосмугового сигналу, які задовольняють умову (1), але й спектральні складові із сусідньої ділянки спектра із дзеркальною частотою

$$f'_C = f_C - 2 \cdot f_H \quad (2)$$

Чим менша проміжна частота f_H , тим ближчі сусідні ділянки спектра ЕМВ, частоти яких переносяться на проміжну частоту. При цьому слід врахувати, що при використанні різницевої частоти повне збереження структури ділянки спектра, що виділяється, отримуємо лише у тому випадку, коли $f_C > f_A$. Якщо ж $f_C < f_A$, то має місце «вивертання» спектра сигналу [4]. Якщо ділянки спектра несиметричні відносно частоти гетеродина, особливо за знаком спектральних складових, то при підсумовуванні сигналів проміжної частоти від двох сусідніх ділянок спектра виникають спотворення аж до зникнення вихідного сигналу ППЧ. Тому недоліком схем радіометра, що використовуються, є невисока точність і недостатня роздільна здатність через накладення сигналів ППЧ основного і дзеркального каналів перетворення частоти.

Постановка завдання. Доцільне введення у схему модуляційного радіометра додаткових елементів і зв'язків, які б забезпечили придушення паразитної модуляції власних шумів гетеродинного перетворювача частоти НВЧ-сигналів та виключили б потрапляння у смугу пропускання вузькосмугового ППЧ-радіометра паразитних складових із сусідніх ділянок спектра аналізованого ЕМВ із дзеркальною частотою. Виконання поставленого завдання досягається введенням у схему модуляційного гетеродинного радіометра двох Т-подібних розгалужувачів, двох кінцевих поглинаючих навантажень, які при роботі НВЧ-ключа забезпечують стрибкоподібні зміни рівня власних шумів поглинаючих навантажень на вході гетеродинного приймача (рис. 1).

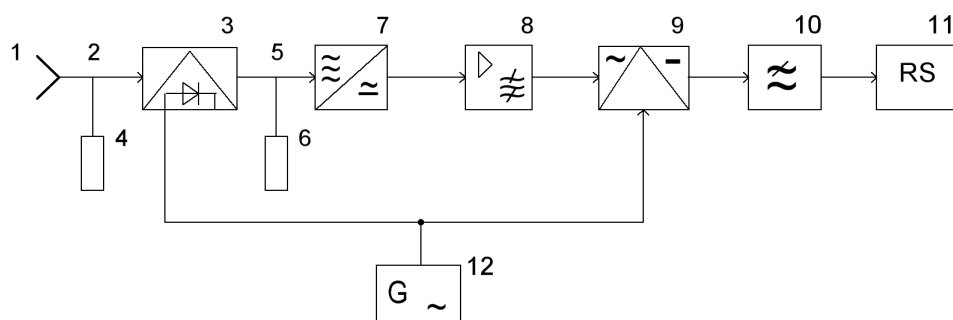


Рис. 1. Схема модуляційного гетеродинного радіометра з компенсацією впливу власних шумів: 1 – приймальна антена; 2 – Т-подібне розгалуження; 3 – ключ-модулятор;

4 – низькоомне узгоджене кінцеве поглинаюче навантаження; 5 – T-подібне розгалуження;
6 – високоомне регульоване кінцеве поглинаюче навантаження; 7 – гетеродинний приймач;
8 – вибірковий підсилювач частоти модуляції; 9 – синхронний детектор; 10 – фільтр нижніх частот; 11 – ресстратор; 12 – генератор низької частоти

При відкритому стані ключа-модулятора обидва кінцеві навантаження, з яких одне є низькоомним, а друге – високоомним, виявляються ввімкненими паралельно, що забезпечує низький рівень додаткового шуму. У закритому стані ключа-модулятора лише високоомне навантаження виявляється підключеним до входу гетеродинного приймача, що забезпечує високий рівень додаткового шуму. Регулюванням високоомного навантаження забезпечується постійність рівня шуму на вході гетеродинного приймача при періодичному відключенні приймальної антени радіометра. В результаті цього виключається паразитна модуляція власних шумів радіометра, що підвищує чутливість і точність вимірювання слабких електромагнітних випромінювань у діапазоні надзвичайно високих частот (НЗВЧ) [5].

Викладення основного матеріалу. Результати та їх обговорення. Електромагнітне випромінювання, що має найчастіше шумовий характер, приймається приймальною антеною 1 і перетворюється на НЗВЧ-сигнал, який є сумішшю корисного прийнятого шумового випромінювання із внутрішніми і зовнішніми шумами приймальної антени 1. Ключ-модулятор 3 під дією напруги генератора 12 низької частоти періодично переходить з відкритого стану в закритий. При відкритому стані ключа-модулятора 3 НЗВЧ-сигнал приймальної антени 1 надходить на вхід гетеродинного приймача 7, у якому відбувається перетворення НЗВЧ-сигналу на сигнал проміжної частоти. Сигнал проміжної частоти у приймачі квадратично детектується. На виході гетеродинного приймача 7 з врахуванням його власних шумів за півперіоду комутації формується постійна напруга:

$$U_1 = S \cdot (I_X + I_A + I_I + I_T'), \quad (3)$$

де S – чутливість гетеродинного приймача 7; I_X – інтенсивність прийнятого електромагнітного випромінювання; I_A – інтенсивність шумів приймальної антени 1; I_I – інтенсивність внутрішніх шумів гетеродинного приймача 7; I_T' – інтенсивність тієї частини шумів гетеродинного приймача 7, які надходять у приймальний тракт радіометра.

У (3) інтенсивності визначаються смугою пропускання гетеродинного приймача 7. Інтенсивність I_T' відображає власні шуми гетеродинного приймача 7, які надходять у приймальну антену 1, низькоомне узгоджене навантаження 4 і високоомне регульоване навантаження 6, відбиваються від них і знову надходять у гетеродинний приймач 7, спотворюючи результати вимірювання. При цьому низькоомне погоджене навантаження 4 кінцеве поглинаюче і високоомне регульоване навантаження 6 кінцеве поглинаюче ввімкнені паралельно, а їх еквівалентний опір визначається низькоомним погодженим навантаженням 4 кінцевим поглинаючим. У результаті шуми гетеродинного приймача 7 у приймальному тракті поглинаються практично повністю.

У закритому стані ключа-модулятора 3 прийнятий сигнал і шуми приймальної антени 1 у гетеродинний приймач 7 не надходять. При закритому ключі 3 зв'язок між низькоомним узгодженим навантаженням 4 та високоомним регульованим навантаженням 6 порушується і в гетеродинний приймач 7 починають надходити лише власні шуми високоомного регульованого навантаження 6. Крім того, через відбиття шумів від закритого ключа-модулятора 3 і збільшений опір приймального тракту зростає інтенсивність тієї частини шумів гетеродинного приймача 7, які надходять у приймальний тракт і після відбиття знову потрапляють у гетеродинний приймач 7. З урахуванням вказаних явищ вихідна напруга гетеродинного приймача 7 набуває значення:

$$U_2 = S \cdot (I_H + I_I + I_T''), \quad (4)$$

де I_H – інтенсивність шумів, що генеруються високоомним регульованим навантаженням 6; I_T'' – інтенсивність шумів гетеродинного приймача 7, які надходять у приймальний тракт напряму та повертаються після відбиття від закритого ключа-модулятора 3.

Інтенсивність I_I внутрішніх шумів гетеродинного приймача 7 залишається практично тією ж самою. У загальному випадку напруги U_1 і U_2 нерівні через переривання прийнятого сигналу, шуми приймальної антени 1 і модуляцію зовнішніх шумів гетеродинного приймача 7. За періодичної роботи ключа-модулятора 3 на виході гетеродинного приймача 7 з'являється змінна складова напруги з амплітудою

$$U_3 = \frac{U_1 - U_2}{2} = \frac{S}{2} \cdot (I_X + I_A - I_H + I_T' - I_T''). \quad (5)$$

Частота змінної напруги (5) визначається частотою генератора 12 низької частоти.

Змінна напруга підсилюється вибірковою підсилювачем 8 частоти модуляції і випрямляється синхронним детектором 9, який керується напругою генератора 12 низької частоти. Постійна складова продетектованої напруги виділяється фільтром 10 нижніх частот і вимірюється реєстратором 11.

З (5) видно, що результат вимірювання інтенсивності I_X спотворений через накладання на корисний сигнал, що приймається, шумів приймальної антени 1 (I_A) і шумів гетеродинного приймача, що змінюються, 7 (I_T' і I_T''). Проте можлива і повна компенсація похибок, якщо виконується умова:

$$I_A - I_H + I_T' - I_T'' = 0. \quad (6)$$

Умова (6) означає, що шуми високоомного регульованого навантаження 6 мають дорівнювати власним шумам приймальної антени 1, а шуми гетеродинного приймача 7, що потрапляють у приймальний тракт радіометра, повинні мати однакову інтенсивність ($I_T' = I_T''$). Але виконати цю умову важко. Значно легше здійснити інтегральну компенсацію.

Вказана компенсація похибок здійснюється у процесі калібрування радіометра. Для цього приймальна антена 1 спрямовується на нейтральний фон або екранується ($I_X = 0$) і фіксується вихідна напруга радіометра:

$$U_4 = \frac{Sk}{2} \cdot (I_A - I_H + I_T' - I_T''), \quad (7)$$

де k – коефіцієнт перетворення низькочастотної частини радіометра.

Регулюванням опору високоомного регульованого навантаження 6 кінцевого поглинаючого досягають нульового показу радіометра. При цьому виконується умова:

$$I_A - I_H = I_T'' - I_T'. \quad (8)$$

Умова (8) означає, що залишковий шум приймальної антени 1 ($I_A - I_H$) компенсується різницею шумом гетеродинного приймача 7 ($I_T'' - I_T'$). При виконанні інтегральної компенсації (8) покази радіометра:

$$U_5 = \frac{Sk}{2} \cdot I_X = S_0 \cdot I_X, \quad (9)$$

де S_0 – результуюча чутливість модуляційного гетеродинного радіометра.

Як випливає з (9), результат вимірювання не залежить від рівня власних шумів радіометра.

У діапазоні НЗВЧ приймальний тракт модуляційного гетеродинного радіометра виконується на хвилевідних елементах. Низькоомне узгоджене навантаження 4 і високоомне регульоване навантаження 6, які повинні мати мале значення КСХН у смузі хвилеводу, виконуються на малу потужність (менше 0,1 Вт) у вигляді відрізків хвилеводу, закорочених на кінцях. У середині хвилевідних відрізків уздовж їх осі розміщують поглинаючі пластини з діелектрика, покриті шаром провідного матеріалу (графіту, окису олова або розпорошеної платини) і встановлені у площині електричного поля. Узгодження пластин з однорідним хвилеводом здійснюється за рахунок надання пластинам клиноподібної форми. Довжина зрізу підбирається так, щоб забезпечити найменше значення КСХН у широкій смузі частот. Поглинаючі пластини механічно закріплені на короткозамкнутій стінці відрізка хвилеводу. Регулювання опору навантаження здійснюється переміщенням поглинаючої пластини вздовж хвилеводу за допомогою мікрометричного гвинта. Якщо у відрізку хвилеводу встановлено дві поглинаючі пластини, то регулювання опору можна здійснити переміщенням постійного магніту по короткозамкнутій стінці. Зміна опору відбувається за рахунок зміни комплексної магнітної проникності поглинаючого матеріалу під дією магнітного поля постійного магніту.

Низькоомне погоджене навантаження 4 і високоомне регульоване навантаження 6 кріпляться до хвилевідних Т-подібних розгалужень 2 і 5 за допомогою фланцевих з'єднань. Приймальна антена 1 у діапазоні НЗВЧ зазвичай виконується рупорною з перетином, що плавно зменшується, у напрямі хвилеводу приймального тракту. При медико-біологічних дослідженнях доцільне використання мікросмугових антен, узгоджених зі шкірою людини.

Таким чином, завдяки придушенню паразитної модуляції власних шумів у модуляційному гетеродинному радіометрі за допомогою введених нових елементів вирішується завдання приймання і вимірювання низькоінтенсивних електромагнітних випромінювань у діапазоні НЗВЧ.

Подальше удосконалення схеми модуляційного радіометра та покращання його характеристик досягається в запропонованому авторами технічному рішенні 6, схема якого наведена на рисунку 2. Схема забезпечує автоматичне придушення дзеркальної завади за діапазонної роботи радіометричного приймача.

Додаткове введення у схему модуляційного радіометра регульованого резонатора, петлі зв'язку та реєструючого вольтметра, стрічкопротяжний механізм якого кінематично з'єднаний з регульованими гетеродином і резонатором (рис. 2), дозволяє виділити резонатором із суцільного спектра, прийнятого антеною ЕМВ, вузьку ділянку, на яку одночасно з регульованим резонатором налагоджується частота гетеродина, зміщена на значення проміжної частоти.

Низькоінтенсивне ЕМВ, що найчастіше має шумовий характер і, внаслідок цього, суцільний спектр, приймається приймальною широкопasmовою антеною 1 і перетворюється на сигнал надвисокої частоти (НВЧ). Хвилевідний діодний ключ 2, який керується напругою генератора 16 низької частоти, періодично перериває вихідний НВЧ-сигнал приймальної широкопasmової антени 1.

При відкритому хвилевідному діодному ключі 2 НВЧ-сигнал, який є сумішшю зовнішнього (корисного) шумового сигналу і власних шумів приймальної широкопasmової антени 1, надходить через хвилевідний трійник 3 на резонатор 5, що налаштовується. НВЧ-шуми відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням при цьому шунтуються низькоомним опором приймальної широкопasmової антени 1, що практично перешкоджає потраплянню їх у регульований резонатор 5. У закритому стані хвилевідного діодного ключа 2 припиняється потрапляння прийнятого НВЧ-сигналу із шумами приймальної широкопasmової антени 1 у резонатор 5.

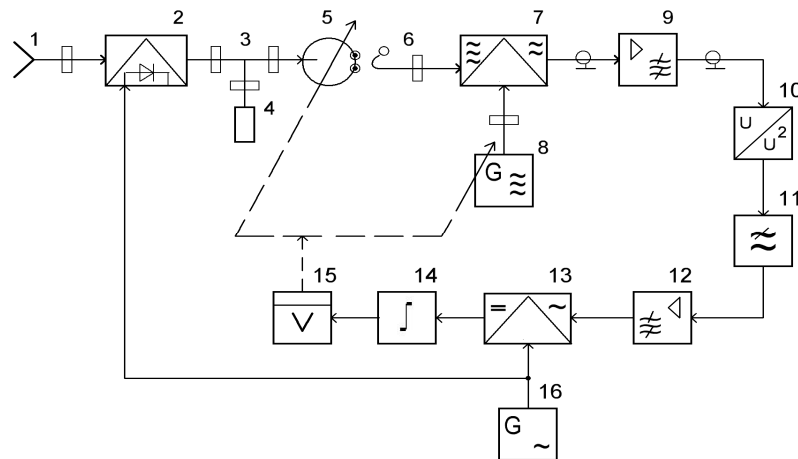


Рис. 2. Схема модуляційного гетеродинного радіометра з автоматичним придушенням дзеркальних завад: 1 – приймальна широкопasmовою антена; 2 – хвилевідний діодний ключ; 3 – хвилевідний трійник; 4 – відрізок хвилеводу з кінцевим поглинаючим навантаженням; 5 – резонатор, що налаштовується; 6 – петля зв'язку; 7 – балансний змішувач; 8 – гетеродин, що налаштовується; 9 – вузькопasmовий підсилювач проміжної частоти; 10 – квадратичний детектор; 11 – фільтр нижніх частот; 12 – вибіркового підсилювач низької частоти; 13 – синхронний детектор; 14 – інтегратор; 15 – реєструючий вольтметр; 16 – генератор низької частоти

Але через відключення приймальної широкопasmовою антени 1 з низькоомним опором НВЧ-шуми відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням починають надходити в резонатор 5, що налаштовується. За періодичної роботи хвилевідного діодного ключа 2 на вхід резонатора 5, що налаштовується, надходять радіоімпульси, заповнені в один напівперіод роботи хвилевідного діодного ключа 2 НВЧ-сигналом, що приймається, з шумами приймальної широкопasmовою антени 1, а в інший напівперіод – радіоімпульси, заповнені шумами відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням.

В регульованому резонаторі 5 із шумових радіоімпульсних НВЧ-сигналів відбувається виділення вузької ділянки суцільного спектра цих сигналів. Ширина ділянок спектрів, що виділяються, визначається смугою пропускання резонатора 5 на його резонансній частоті. Початкове значення резонансної частоти регульованого резонатора 5 задається вихідним положенням стрічкопротяжного механізму реєструючого вольтметра 15. Одночасно стрічкопротяжний механізм за допомогою кінематичного зв'язку встановлює і початкову частоту регульованого гетеродина 8, яка має бути нижча

за резонансну частоту f_D резонатора 5 на значення проміжної частоти вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти. Частоту налагодження вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти вибирають з умови:

$$f_I \geq \Delta f_D / 2, \quad (10)$$

де Δf_D – ефективна ширина смуги пропускання регульованого резонатора 5.

При виконанні умови (10) у смугу пропускання вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти потрапляє лише сигнал проміжної (різницевої) частоти

$$f_I = f_N - f_A, \quad (11)$$

де f_N – частота спектральної складової радіоімпульсних сигналів, які виділяються резонатором 5 ($f_C > f_A$); f_A – встановлена частота перестроюваного гетеродина 8.

Сигнали по дзеркальному каналу перетворення частоти із сусідніх ділянок спектрів НВЧ-сигналів із частотою

$$f_I' = f_A - f_N \quad (12)$$

у смугу пропускання вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти не потрапляють. Завдяки цьому не відбувається ослаблення і спотворення сигналів проміжної частоти через дзеркальні завади. Смугу пропускання вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти вибирають досить вузькою ($\Delta f_I < \Delta f_D \ll f_I$). У результаті цього з виділених регульованим резонатором 5 ділянок суцільних спектрів НВЧ радіоімпульсних сигналів формуються вузькосмугові радіоімпульсні сигнали проміжної частоти у смугі Δf_I із НВЧ-сигналів з інтервалом частот:

$$\Sigma f_N = f_A + (f_I \pm \Delta f_I). \quad (13)$$

Вузькосмугові радіоімпульси проміжної частоти детектуються квадратичним детектором 10 і згладжуються фільтром 11 нижніх частот. На виході фільтра 11 нижніх частот утворюються відеоімпульси, що прямують з низькою частотою перемикання хвилевідного діодного ключа 2. При відкритому стані хвилевідного діодного ключа 2 амплітуда відеоімпульсів через некорельованість прийнятого сигналу і шумів:

$$U_1 = S \cdot (J_X + J_A + J_{\bar{A}}) \cdot \Delta f_I, \quad (14)$$

де S – крутість гетеродинного перетворення потужності НВЧ-радіоімпульсів на напругу відеоімпульсів; J_X – спектральна щільність потужності прийнятого випромінювання; J_A – спектральна щільність потужності шумів приймальної широкосмугової антени 1; $J_{\bar{A}}$ – спектральна щільність потужності шумів гетеродинного перетворювача частоти – балансного змішувача 7 і гетеродина 8.

У закритому стані хвилевідного діодного ключа 2 амплітуда відеоімпульсів зменшується до значення:

$$U_2 = S \cdot (J_H + J_{\bar{A}}) \cdot \Delta f_I, \quad (15)$$

де J_H – спектральна щільність потужності шумів відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням.

При періодичному відкритті–закритті хвилевідного діодного ключа 2 в часовій послідовності відеоімпульсів з амплітудами (14) і (15) з'являється змінна складова напруги з амплітудою

$$U_3 = \frac{U_1 - U_2}{2} = \frac{S}{2} \cdot (J_X + J_A - J_H) \cdot \Delta f_I. \quad (16)$$

Частота змінної напруги визначається генератором 16 низької частоти, який керує роботою хвилевідного діодного ключа 2. Вибірковий підсилювач 12 низької частоти налаштований на частоту генератора 16 низької частоти. Тому змінна напруга з амплітудою (16) виділяється з низькочастотних шумів квадратичного детектора 10 і підсилюється до значення:

$$U_4 = \frac{SK_1}{2} \cdot (J_X + J_A - J_H) \cdot \Delta f_I + \Delta U_\theta, \quad (17)$$

де K_1 – коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача 12 низької частоти; ΔU_θ – середньоквадратична напруга шумів, що потрапляють у смугу пропускання вибіркового підсилювача 12 низької частоти.

Підсилена змінна напруга випрямляється синхронним детектором 13, який керується безпосередньо напругою генератора 16 низької частоти. Випрямлена напруга в суміші з низькочастотними шумами (17) інтегрується інтегратором 14 з великою постійною часу (до 3–5 с). Виділена постійна складова напруги вимірюється і реєструється вольтметром 15. Виміряна напруга має вигляд:

$$U_5 = \frac{SK_1K_2K_3}{2} \cdot (J_X + J_A - J_H) \cdot \Delta f_I, \quad (18)$$

де K_2 – коефіцієнт випрямлення синхронного детектора 13; K_3 – коефіцієнт передачі інтегратора 14.

Опір відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням регулюють так, щоб компенсувати власні шуми приймальної ширококугової антени 1:

$$J_A = J_H. \quad (19)$$

Умова (19) забезпечується калібруванням пристрою при спрямуванні приймальної ширококугової антени 1 на нейтральний фон регулюванням опору відрізка хвилеводу 4 з кінцевим поглинаючим навантаженням. У результаті калібрування реєструючий вольтметр 15 фіксує напругу:

$$U_6 = S_0 \cdot J_X \cdot \Delta f_I, \quad (20)$$

де S_0 – результуюча крутість перетворення спектральної щільності потужності випромінювання на постійну напругу ($S_0 = 0,5 \cdot S \cdot K_1K_2K_3$) при $\Delta f_I = \text{const}$.

З (20) випливає, що результат вимірювання пропорційний спектральній щільності потужності прийнятого випромінювання у смузі частот вузькосмугового підсилювача 9 проміжної частоти. При цьому результат вимірювання не залежить від рівня як шумів приймальної ширококугової антени 1, так і шумів гетеродинного перетворювача частоти – балансного змішувача 7 і перестроюваного гетеродина 8. Також повністю виключені завади по дзеркальному каналу гетеродинного перетворювача частоти (блоки 7 і 8).

У результаті роботи стрічкопротяжного механізму реєструючого вольтметра 15 поряд з реєстрацією вимірювання відбувається подальша перебудова резонансної частоти f_D регульованого резонатора 5 та частоти f_A гетеродина 8 у бік збільшення. При цьому в процесі регулювання зберігається різниця частот між частотою резонатора 5 та гетеродина 8:

$$f_D - f_A = \text{const} = f_I. \quad (21)$$

У результаті регулювання частоти резонатора 8 відбувається нове вимірювання спектральної щільності потужності випромінювання згідно з (20), але вже при новому значенні частоти гетеродина 8. Результат вимірювання реєструється на діаграмній стрічці реєструючого вольтметра 15. При цьому він відображає значення спектральної щільності потужності на кожній сусідній, зміщеній по частоті, ділянці спектральної характеристики вхідного сигналу. При повільному регулюванні частоти резонатора 5 та гетеродина 8 відбувається безперервне сканування ЕМВ та вимірювання спектральної щільності потужності досліджуваного ЕМВ залежно від поточної частоти сканованої ділянки його спектра. Автоматична реєстрація результатів вимірювань відображає обвідну безперервного спектра випромінювання низькоінтенсивного ЕМВ в діапазоні переналаштування частот резонатора 5 та гетеродина 8.

Висновки. Таким чином, використання запропонованого пристрою для вимірювання спектральної щільності потужності низькоінтенсивних ЕМВ дозволяє:

- виявляти у спектрі шумових випромінювань техногенного походження (радіотеплові і плазмові випромінювання, випромінювання шумоподібних систем зв'язку, випромінювання імпульсних систем радіолокацій тощо) існуючі нерівномірності, пов'язані з поширенням і поглинанням радіохвиль у різних середовищах;
- аналізувати в біологічних об'єктах характер ЕМВ залежно від будови біотканин і глибини розташування джерел випромінювання, їх температури та розмірів клітинних структур;
- виявляти області резонансних взаємодій мікрочастинок і молекулярних систем органів та фізіологічних систем людини залежно від інтенсивності й частоти спектральних складових ЕМВ;
- здійснювати прогноз стану гомеостазу живих організмів порівнянням форм обвідних спектрів здорових і уражених ділянок у біологічно активних точках (БАТ) і біологічно активних зонах (БАЗ) тіла людини;
- оцінювати електромагнітні характеристики текстильних і шкіряних матеріалів безпосередньо в електромагнітних полях людини з метою кількісної оцінки їх екологічних, гігієнічних та екрануючих властивостей;
- реєструвати нерівномірність частотних характеристик елементів приймальних трактів радіометрів та інших НВЧ вимірювальних систем при порівнянні з ЕМВ зразкових джерел ширококугових шумів.

ЛІТЕРАТУРА:

1. *Скрипник Ю.О.* Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону : навч. посібн. / *Ю.О. Скрипник, В.П. Манойлов, О.П. Яненко.* – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.
2. *Головко Д.Б.* Надвисокочастотні методи та засоби вимірювання фізичних величин : навч. посібн. / *Д.Б. Головко, Ю.О. Скрипник, О.П. Яненко.* – К. : Либідь, 2003. – 328 с.
3. Вдосконалення засобів радіотеплового контролю матеріалів одягу / *Ю.О. Скрипник, К.Л. Шевченко, О.А. Ваганов, О.П. Яненко* // Вісник ЖДТУ. – 2010. – № 1(52). – С. 151–156.
4. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы / *И.С. Гоноровский.* – Ч. 2. – М. : Сов. радио, 1987. – 319 с.
5. Модуляційний гетеродинний радіометр : пат. Україна : МПК G01R29/08 / *Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Ваганов О.А.* – № 43418 ; 2009, Бюл. № 15.
6. Пристрій для вимірювання спектральної щільності потужності низькоінтенсивних електромагнітних випромінювань : пат. Україна : МПК G01R29/08 / *Скрипник Ю.О., Яненко О.П., Ваганов О.А.* – № 48597 ; 2010, Бюл. № 6.

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

Наукові інтереси:

- розробка методів підвищення точності вимірювальної апаратури;
- радіометрія та вимірювання слабких сигналів.

Тел.: (044)256-21-30.

ШЕВЧЕНКО Костянтин Леонідович – кандидат технічних наук, доцент, завідувач кафедри автоматизації та комп'ютерних систем Київського національного університету технологій та дизайну.

Наукові інтереси:

- автоматизація та комп'ютерна обробка сигналів;
- радіометрія та вимірювання слабких сигналів.

Тел.: (044)256-29-93.

ВАГАНОВ Олексій Анатолійович – аспірант кафедри автоматизації та комп'ютерних систем Київського національного університету технологій та дизайну.

Наукові інтереси:

- дослідження методів оцінки комфортності одягу;
- радіометрія та вимірювання слабких сигналів.

Тел.: (044)256-29-63.

ЯНЕНКО Олексій Пилипович – доктор технічних наук, професор кафедри проектування радіоелектронної апаратури Національного технічного університету України «КПІ».

Наукові інтереси:

- дослідження власного випромінювання людини в НВЧ діапазоні;
- радіометрія та вимірювання слабких сигналів.

Тел.: (044)227-31-00.

Подано 02.06.2010

Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Ваганов О.А., Яненко О.П. Вимірювання спектральної щільності потужності низько інтенсивних електромагнітних випромінювань
Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Ваганов О.А., Яненко О.П. Измерение спектральной плотности мощности низкоинтенсивных электромагнитных излучений

УДК 389.629

Измерение спектральной плотности мощности низкоинтенсивных электромагнитных излучений / Ю.О. Скрипник, К.Л. Шевченко, О.А. Ваганов, О.П. Яненко

Проанализированы источники ошибок узкополосных радиометров НВ-диапазона. Доминирующими ошибками являются собственные шумы приемной антенны и шумы гетеродинного преобразователя частоты. Показаны пути компенсации указанных ошибок благодаря использованию схемотехнических оригинальных решений.