

Висновки

В первинній обробці сигналів із ЕМ сканувальними перетворювачами відбувається оптимальна обробка сигналів, а пригнічення завад дає змогу отримати високу чутливість контролю.

1. Патент України № 20586А. Електричноскануючий вихрострумний пристрій / Притуляк Я.Г., Прудис І.Н., Сумик М.М. – Опубл. в Бюл. № 1, 1997. 2. АС СССР № 1820314А. Способ электрического сканирования для неразрушающего контроля электропроводящих изделий / Гуляев В.А., Чаплыга В.М., Притуляк Я.Г. – Опубл. в Б.И. № 25, 1993. 3. Обишта А.Ф., Притуляк Я.Г. Особенности построения аппаратных средств при сканирующем электромагнитном контроле: Зб. наук. праць / Інститут проблем моделювання в енергетиці. – 2000. – Вип. 10. – К. – С. 57–60.

УДК 621.317.07

Ю. Скрипник, К. Шевченко, О. Яненко

Київський національний університет технологій та дизайну

РАДИОМЕТР З АВТОМАТИЧНОЮ КОМПЕНСАЦІЄЮ ПОХИБКИ ВІД ВПЛИВУ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ШУМІВ

© Скрипник Ю., Шевченко К., Яненко О., 2005

Розглянуто можливість побудови кореляційного радіометричного перетворювача надвисокочастотного діапазону, в якому за рахунок фазової модуляції сигналу в одному з каналів радіометра унеможливлено вплив корельованих шумів підсилювачів та істотно знижено флуктуаційний поріг чутливості

In the paper the possibility of radio metrical correlation transformer of RF region design is described. In this transformer because of signal phase modulation in the one of the channels the influence of correlated noises of amplifier is low

Вступ

Проблема вимірювання інтенсивності слабких та понадслабких шумоподібних електромагнітних випромінювань є доволі важливою для багатьох областей науки і техніки. Особливо це стосується надвисокочастотного (НВЧ) діапазону електромагнітних хвиль. По рівню потужності НВЧ-випромінювання судять про температуру, склад і властивості різних об'єктів живої і неживої природи. Для проведення вимірювань інтенсивності електромагнітного випромінювання використовують спеціальні прилади – радіометри, які забезпечують можливість реєстрації слабких сигналів на рівні 10^{-13} ... 10^{-12} Вт. В той самий час у радіоастрономії, радіолокації, при створенні систем зв'язку і дослідженнях власного випромінювання фізичних та біологічних об'єктів стоїть задача оцінки інтенсивності сигналів на рівні 10^{-14} ... 10^{-16} Вт. Як правило, досліджувані в задачах такого плану НВЧ-випромінювання мають шумовий характер і нерозрізнені на фоні власних шумів приймача радіометра. Через це виникають серйозні труднощі в прийомі, посиленні і реєстрації НВЧ-сигналів такого малого рівня.

Стан проблеми та формулювання задачі досліджень

Для оцінки рівня понадслабких шумових сигналів не можуть бути використані традиційні методи вимірювань з прямим підсиленням досліджуваного сигналу. Обумовлено це тим, що вхідним ланцюгам електронної апаратури НВЧ-діапазону властиві власні електричні шуми, рівень яких може бути більшим від рівня корисного сигналу, який приймається НВЧ-антенною і теж має

шумовий характер. В таких умовах певні перспективи відкриває використання кореляційних методів обробки шумоподібних сигналів, які дають змогу проводити вимірювання при значенні співвідношення сигнал/шум набагато меншому від одиниці [1].

В основу кореляційних методів обробки сигналів в радіометрії покладено визначення кореляційної функції двох сигналів, які отримують розщепленням на два канали первинного досліджуваного сигналу. Оскільки коефіцієнт кореляції двох випадкових шумових сигналів дорівнює нулю, на виході кореляційного перетворювача корисний сигнал виділятиметься тільки за наявності кореляційного зв'язку між сигналами в двох каналах, які формуються з одного шумоподібного сигналу [2].

Такий принцип реалізований в двоканальних радіометрах [3], в яких прийнятий антеною сигнал розділяється на два сигнали, що надалі підсилюються в каналах кореляційного приймача і далі перемножуються та усереднюються. Це уможливорює усунути вплив некорельованих шумів каналів приймача на результат вимірювань. Однак під час роботи таких кореляційних радіометрів через наявність паразитних зв'язків між каналами виникає велика похибка від впливу корельованих шумів каналів приймача.

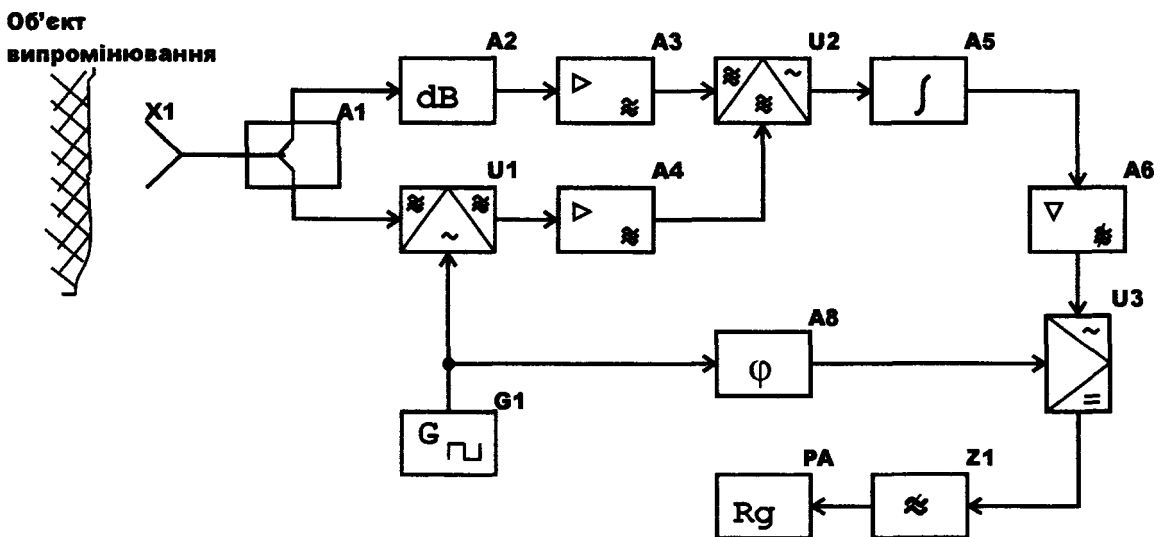
В кореляційному радіометрі, побудованому по двоканальній схемі з підсиленням сигналів в кожному каналі широкосмуговим НВЧ-підсилювачем, функції корелятора виконує перемножувач [4]. Перемножування і усереднення двох розщеплених сигналів антени у згаданому радіометрі зменшує вплив некорельованих шумів широкосмугових НВЧ-підсилювачів на результат виміру потужності прийнятого випромінювання. Однак корельовані шуми зазначених підсилювачів теж перемножуються і усереднення дає постійну складову напруги, на фоні якої важко виділити і виміряти постійну напругу, пропорційну до потужності прийнятого антеною сигналу. Якщо ж врахувати паразитну напругу зсуву (дрейф нуля) самого перемножувача і усереднювального інтегратора, то похибка виміру потужності буде ще більшою.

Отже, метою досліджень є розробка нового кореляційного радіометра, в якому за рахунок усунення впливу всіх власних шумів (корельованих і некорельованих) і напруг зсувів на результат вимірювання буде забезпечено підвищення чутливості і точності вимірювання потужності слабких НВЧ-випромінювань.

Для досягнення цієї мети авторами аналітично обґрунтована структура побудови кореляційно-модуляційного радіометра та розроблений алгоритм фазового перетворення вхідного НВЧ-сигналу, який дає змогу отримати результат, незалежно від рівня корельованих і некорельованих шумів.

Основна частина

Функціональна схема запропонованого радіометра з автоматичною компенсацією похибки від впливу кореляційних шумів показана на рисунку.



Функціональна схема радіометра з автоматичною компенсацією похибки від впливу кореляційних шумів

НВЧ-випромінювання від досліджуваного об'єкта приймається антеною X1. Вихідний широкосмуговий сигнал антени $U_1(t)$, який має шумовий характер, можна подати в комплексному вигляді як \dot{U}_1 . Сигнал \dot{U}_1 розділяється дільником потужності A1 на два сигнали $\dot{U}_2 = \frac{1}{2}\dot{U}_1$ і $\dot{U}_3 = \frac{1}{2}\dot{U}_1$. У балансовому модуляторі U1, який керується прямокутною напругою генератора G1 низької частоти, здійснюється періодична з низькою частотою модуляції F зміна фази несучих НВЧ-коливань на 180° , тобто зміна полярності НВЧ-коливань.

Вважаючи для спрощення, що амплітуда модулюючих імпульсів дорівнює одиниці, в позитивний півперіод модулюючої напруги тривалістю $0 < t < \frac{1}{2F}$ вихідний сигнал балансового модулятора U1 можна подати як

$$\dot{U}_4 = k_1 \dot{U}_2, \quad (1)$$

а в негативний півперіод модулюючої напруги тривалістю $\frac{1}{2F} < t < \frac{1}{F}$ формується сигнал

$$\dot{U}_5 = -k_1 \dot{U}_2, \quad (2)$$

де k_1 – коефіцієнт передачі балансового модулятора U1 по несучій надвисокій частоті.

Атенюатором A2 сигнал \dot{U}_3 приводиться до рівня вихідного сигналу балансового модулятора U1

$$\dot{U}_6 = k_2 \dot{U}_3, \quad (3)$$

де $k_2 = k_1$ – коефіцієнт передачі атенюатора A2.

Сигнали \dot{U}_4 , \dot{U}_5 і \dot{U}_6 підсилюються широкосмуговими підсилювачами A3, A4 і перемножуються в балансовому змішувачі U2.

З урахуванням власних шумів широкосмугових підсилювачів A3 і A4 посилені сигнали подамо у вигляді суми комплексних напруг:

$$\dot{U}_7 = k_3(k_1 \dot{U}_2 + \dot{U}_{ш1}); \quad (4)$$

$$\dot{U}_8 = k_3(-k_1 \dot{U}_2 + \dot{U}_{ш1}); \quad (5)$$

$$\dot{U}_9 = k_4(k_2 \dot{U}_3 + \dot{U}_{ш2}), \quad (6)$$

де k_3 і k_4 – коефіцієнти підсилення широкосмугових підсилювачів A3 і A4; $\dot{U}_{ш1}$ і $\dot{U}_{ш2}$ – власні шуми широкосмугових підсилювачів A3 і A4, приведені до їхніх входів.

В один півперіод модулюючої напруги у балансовому змішувачі U2 перемножуються комплексні сигнали \dot{U}_7 і \dot{U}_9 , а в іншому – комплексні сигнали \dot{U}_8 і \dot{U}_9 . З урахуванням усереднення перемножених напруг в інтеграторі A5 одержимо

$$\bar{U}_{10} = k_5 S \overline{\dot{U}_7 \dot{U}_9} = S k_3 k_4 k_5 \overline{(k_1 \dot{U}_2 + \dot{U}_{ш1})(k_2 \dot{U}_3 + \dot{U}_{ш2})} + \bar{U}_3, \quad (7)$$

де S – крутість перетворення балансового змішувача U2; k_5 – коефіцієнт передачі інтегратора A5; U_3 – напруга зсуву нуля балансового змішувача U2 і інтегратора A5.

У наступний півперіод модулюючої напруги матимемо

$$\bar{U}_{11} = k_5 S \overline{\dot{U}_8 \dot{U}_9} = S k_3 k_4 k_5 \overline{(-k_1 \dot{U}_2 + \dot{U}_{ш1})(k_2 \dot{U}_3 + \dot{U}_{ш2})} + \bar{U}_3. \quad (8)$$

Під час перемножування напруг, що входять у вирази (7) і (8), і їхнього усереднення, варто врахувати, що через наявність паразитного зв'язку між каналами шуми широкосмугових підсилювачів A3 і A4 завжди в якомусь ступені є корельовані. Тому кожному з шумових напруг $\dot{U}_{ш1}$ і $\dot{U}_{ш2}$ можна розглядати як суму корельованої і некорельованої складових. Добуток некорельованих напруг за доволі великого часу усереднення, як відомо, дорівнює нулю. Добуток корельованих напруг після усереднення дає постійну складову [2].

Прийнятий шумовий сигнал \dot{U}_1 , що розділяється на два сигнали \dot{U}_2 і \dot{U}_3 , не корельований з власними шумами ширококутних підсилювачів А3 і А4. Тому усереднені добутки $\overline{\dot{U}_2 \dot{U}_{ш2}} = 0$ і $\overline{\dot{U}_3 \dot{U}_{ш1}} = 0$. У той самий час шумові напруги \dot{U}_2 і \dot{U}_3 між собою є корельовані, тому що формуються з однієї шумової напруги \dot{U}_1 .

З урахуванням сказаного вихідна напруга інтегратора А5 буде періодично змінюватися від значення

$$\bar{U}_{10} = Sk_3 k_4 k_5 (\rho \bar{U}_{ш1} \bar{U}_{ш2} + k_1^2 \bar{U}_1^2) + \bar{U}_3 \quad (9)$$

до значення

$$\bar{U}_{11} = Sk_3 k_4 k_5 (\rho \bar{U}_{ш1} \bar{U}_{ш2} - k_1^2 \bar{U}_1^2) + \bar{U}_3, \quad (10)$$

де ρ – коефіцієнт кореляції шумів ширококутних підсилювачів А3 і А4; $\bar{U}_{ш1}$, $\bar{U}_{ш2}$ – середньоквадратичні напруги шумів; \bar{U}_1^2 – дисперсія (потужність) прийнятого антеною Х1 НВЧ-випромінювання.

Періодична зміна полярності постійної складової, пропорційної до дисперсії прийнятого випромінювання ($\pm k_1^2 \bar{U}_1^2$) дає змогу виділити її з постійних напруг корельованих шумів ширококутних підсилювачів А3, А4 і зсувів нуля балансового змішувача U2 і інтегратора А5. Такий розподіл напруг здійснюється за допомогою вибіркового підсилювача А6 низької частоти, налагодженого на частоту F модулюючого генератора G1 прямокутної напруги низької частоти. Посилену напругу можна подати у вигляді гармонійної напруги частоти F балансової модуляції:

$$U_{12} = Sk_1^2 k_3 k_4 k_5 k_6 \bar{U}_1^2 \sin(2\pi Ft + \varphi), \quad (11)$$

де k_6 – коефіцієнт підсилення вибіркового підсилювача А6 низької частоти; φ – фаза змінної складової виділеної напруги.

Змінна напруга (11) випрямляється синхронним детектором U3, який керується напругою генератора G1 прямокутної напруги низької частоти через фазообертач А8. Випрямлена напруга згладжується фільтром Z1 нижніх частот. Реєстратором РА фіксується постійна напруга

$$U_{13} = Sk_1^2 k_3 k_4 k_5 k_6 k_7 k_8 \bar{U}_1^2 \cos \Delta\varphi, \quad (12)$$

де k_7 – коефіцієнт випрямлення синхронного детектора U3; k_8 – коефіцієнт передачі фільтра нижніх частот Z1; $\Delta\varphi$ – фазовий зсув між вхідними напругами синхронного детектора U3.

Для одержання максимальної чутливості радіометра регулюванням фазообертача А8 встановлюють різницю фаз між напругою, що випрямляється, і керуючою напругою, що дорівнює нулю ($\Delta\varphi = 0$). У цьому випадку напруга, що реєструється

$$U_{14} = k_0 \bar{U}_1^2, \quad (13)$$

де $k_0 = Sk_1^2 k_3 k_4 k_5 k_6 k_7 k_8$ – результуючий коефіцієнт перетворення кореляційно-модуляційної схеми радіометра.

З отриманого виразу (13) зрозуміло, що напруга, яка реєструється, пропорційна до дисперсії (потужності) прийнятого НВЧ-випромінювання і не залежить від рівня шумів ширококутних підсилювачів А3 і А4 (корельованих і некорельованих), а також напруги зсуву нуля балансового змішувача U2 і інтегратора А5.

Приглушення впливу не тільки некорельованих, а й корельованих шумів ширококутних підсилювачів А3, А4, а також неконтрольованих напруг зсуву нуля балансового змішувача U2 і інтегратора А5 усуває інструментальні похибки вимірювальної схеми. Це дає змогу підвищити точність кореляційного радіометра за запропонованою схемою.

Чутливість радіометра значною мірою визначається його флуктуаційним порогом чутливості. Чим нижчий флуктуаційний поріг чутливості радіометра, тим ширший його динамічний діапазон і вища чутливість. Пряме посилення сигналу антени Х1 (без гетеродинного перетворення частоти) у

запропонованій схемі дає змогу розширити смугу частот вхідної (НВЧ) частини радіометра і тим самим знизити його флуктуаційний поріг чутливості. Оцінити флуктуаційний поріг чутливості в одиницях шумової температури ($T_{Ш}$) можна за відомою формулою [3]

$$\delta T_{Ш} = 2\sqrt{2}T_{ВХ} \sqrt{\frac{\Delta F_{НЧ}}{\Delta f_{НВЧ}}}, \quad (14)$$

де $T_{ВХ}$ – приведена до входу радіометра власна шумова температура; $\Delta F_{НЧ}$ – енергетична ширина спектра низькочастотної частини радіометра; $\Delta f_{НВЧ}$ – смуга частот широкосмугових підсилювачів радіометра.

Розроблений радіометр сприймає сигнали на частоті 915 МГц і призначений для визначення внутрішньої температури різноманітних об'єктів на глибині 3–5 см. Приймавши смугу частот по НВЧ частині радіометра $\Delta f_{НВЧ} = 150$ МГц, діапазон вимірюваних температур 25–75 °С ($\Delta T_{ВХ} = 50$ К), а час усереднення вихідної напруги $\tau = 1$ с ($\Delta F_{НЧ} = 1/4\tau$), флуктуаційний поріг чутливості радіометра відповідно до формули (14) становитиме $\delta T_{Х} = 0,015$ К, а випадкова складова похибки виміру температури $3\delta T_{Х}$ не повинна перевищувати 0,05 К.

Висновки

Отже, розширенням смуги $\Delta f_{НВЧ}$ вхідних широкосмугових підсилювачів і зменшенням ширини спектра $\Delta F_{НЧ}$ на виході фільтра синхронного детектора забезпечується значне підвищення чутливості кореляційно-модуляційного радіометра. Періодичне інвертування сигналу в одному з каналів радіометра дає змогу вилучити вплив корельованих шумів широкосмугових НВЧ-підсилювачів на результати вимірювань та значно зменшити флуктуаційний поріг чутливості радіометра.

Подальше зниження флуктуаційного порога чутливості радіометра можна досягти застосуванням НВЧ-підсилювачів з ширшою смугою пропускання і звуження смуги вибіркового підсилювача низької частоти

1. Харкевич А.А. Борьба с помехами. – М., 1965. 2. Бендат Дж., Пирсол А. Применение корреляционного и спектрального анализа / Пер. с англ. – М., 1983. 3. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М., 1972. 4. Головки Д.Б., Скрипник Ю.А., Шевченко К.Л. Корреляционный измеритель интенсивности электромагнитного излучения // Доклады 12-й Международной Крымской конференции "СВЧ техника и телекоммуникационные технологии". – Севастополь, 2002. – С. 517–521.