

СУПЕРГЕТЕРОДИННИЙ КОРРЕЛЯЦІОННИЙ РАДІОМЕТР

Куценко В.П., к.т.н.,Константиновское казенное научно-производственное предприятие «Кварсит»,
Донецкий государственный университет информатики и искусственного интеллекта,**Скрипник Ю.А., д.т.н., профессор,**

Киевский национальный университет технологий и дизайна

Трегубов Н.Ф., д.э.н., профессор,

Константиновское казенное научно-производственное предприятие «Кварсит»

Сергиенко С.П., к.ф.-м.н., доцент,

Донецкий национальный университет

Яненко А.Ф., д.т.н., профессор

Национальный технический университет Украины «КПИ»

Розглянуто функціональну схему супергетеродинного кореляційного радіометра, що може бути використана при дослідженнях і контролі властивостей, і складу фізичних і біологічних об'єктів за рахунок вимірювання їх власних радіотеплових електромагнітних випромінювань у діапазоні частот 100...150 ГГц. Проаналізовано алгоритм обробки сигналів, що дозволяє виділити і виміряти інформативний сигнал на фоні переважаючих шумів вхідних елементів радіометра.

Ключові слова: радіометр, кореляційний, супергетеродинний, електромагнітне випромінювання, радіотеплове випромінювання, вимірювання, дослідження, контроль, властивості об'єктів.

Рассмотрение проблемы регистрации низкоинтенсивных сигналов КВЧ-диапазона

При исследовании состава и свойств физических и биологических объектов по уровню их собственного радиотеплового излучения возникает необходимость проведения анализа этих сигналов в мм-диапазоне волн. Решение этой задачи затрудняется тем, что уровень мощности анализируемых сигналов равен или меньше уровня собственных шумов входных элементов приемного устройства, в то же время входной сигнал радиометра имеет широкий спектр, который принципиально мало отличается от спектров собственных шумовых сигналов входных элементов радиометрических систем. Поэтому, возникает необходимость разделения полезного шумового сигнала, который принимается антенной, и аппаратурных шумов.

Следует отметить, что изготовление подобной высокочувствительной аппаратуры этого диапазона является сложным техническим заданием, так как на частотах больше 100 ГГц практически отсутствуют такие стандартные КВЧ-узлы, как входные усилители, модуляторы, вентили и др. [1, с. 214; 2, с. 166].

The functional diagram of superheterodyne correlation radiometer, which can be used for researches and control of properties and composition of physical and biological objects due to measuring their own radiothermal electromagnetic radiations in the range of frequencies from 100 to 150 GHz has been considered in the article. The algorithm of treatment of signals, that allows to select and measure informing signal on the background of superior noises of entrance elements of radiometer, has been analysed.

Key words: radiometer, correlation, superheterodyne, electromagnetic radiation, radiothermal radiation, measuring, research, control, properties of objects.

Постановка задачи исследования

В связи с вышеизложенным разработку аппаратуры требуется осуществлять по пути гетеродинного преобразования. Супергетеродинный прием собственных радиотепловых излучений физических и биологических объектов позволяет значительно повысить чувствительность радиометров без использования входных низкошумящих усилителей КВЧ-диапазона. Проще всего эта задача решается в корреляционных супергетеродинных радиометрах, которые состоят из двух одинаковых каналов со смесителями и общим гетеродином. Измерительная схема должна строиться таким образом, чтобы постоянные составляющие токов или напряжений, обусловленных собственными шумами, на выходах каналов отнимались, а полезные сигналы – суммировались [3, с. 85; 4, с. 259; 5, с. 13].

Основная часть

На рис. 1 приведена разработанная функциональная схема супергетеродинного корреляционного радиометра, который работает следующим образом [6, с. 229].

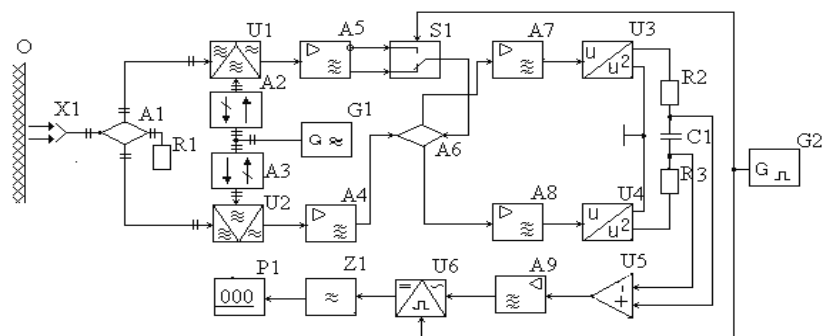


Рис. 1. Функциональная схема супергетеродинного корреляционного радиометра

Принятый антенной X1 от объекта „О” шумовой полезный сигнал $U_1(t)$ имеет интенсивность, пропорциональную температуре источника электромагнитного излучения:

$$\overline{U}_1^2 = S_1 b T_x \Delta f_1, \quad (1)$$

где S_1 – чувствительность антенны X1; b – коэффициент излучательной способности объекта исследования; T_x – температура объекта исследования; Δf_1 – полоса частот высокочастотной части корреляционного измерителя.

Интенсивность сигнала $U_3(t)$ с выхода антенны X1 с учетом ее собственных шумов можно представить в виде суммы дисперсий некоррелированных шумов:

$$\overline{U}_3^2 = \overline{U}_1^2 + \overline{U}_2^2, \quad (2)$$

где \overline{U}_2^2 – дисперсия собственных шумов антенны.

На одном из выходов двойного волноводного тройника A1 формируется сигнал, пропорциональный сумме входных сигналов, а на другом – разности. Шумы эквивалента антенны R1 выбирают равными соответствующим шумам антенны X1. При таком выборе дисперсия суммарного сигнала двойного волноводного тройника:

$$\overline{U}_4^2 = (\overline{U}_1^2 + 2\overline{U}_2^2), \quad (3)$$

а дисперсия разностного сигнала:

$$\overline{U}_5^2 = \overline{U}_1^2. \quad (4)$$

Суммарный сигнал с интенсивностью (3) поступает на смеситель U2, а потом на согласующий усилитель (повторитель напряжения) А4:

$$\overline{U}_6^2 = S_2 K_1 (\overline{U}_1^2 + 2\overline{U}_2^2), \quad (5)$$

а разностный сигнал с интенсивностью (4) – на вход смесителя U1, а затем согласующего усилителя А5:

$$\bar{U}_7^2 = S_3 K_2 \bar{U}_1^2, \quad (6)$$

где S_2 и S_3 – крутизна частотного преобразования смесителей У1 и У2; K_1 и K_2 – коэффициенты преобразования усилителей А5 и А4. Величины S_2 и S_3 , K_1 и K_2 подбираются равными между собой.

Частотное преобразование сигналов (3) и (4) в смесителях U1 и U2 осуществляется с помощью сигнала гетеродина G1, что поступает на смесители через вентили A2 и A3.

Выходной сигнал согласующего усилителя А4 поступает на первый вход двойного волноводного тройника А6. На второй вход этого тройника через волноводный коммутатор S1 поочередно поступают выходные сигналы согласующего усилителя А5 с противоположными фазами.

На выходе согласующего усилителя А5 (на его инверсном выходе) формируется сигнал:

$$\bar{U}_8^2 = S_3 K_2(-\bar{U}_1^2). \quad (7)$$

Управление автоматическим переключателем S1 осуществляется прямоугольным напряжением генератора G2 низкой частоты F . Поэтому при одном положении переключателя на его выход проходит сигнал (6), а при другом – сигнал (7).

Выходной сигнал согласующего усилителя А4 поступает на первый вход двойного волноводного тройника А6. На второй вход этого тройника через волноводный коммутатор S1 поочередно поступают выходные сигналы согласующего усилителя А5 с противоположными фазами. При указанном положении коммутатора S1 на суммарном выходе двойного волноводного тройника А6 формируется сигнал $U_0(t)$ с суммой дисперсий (5) и (6):

$$\overline{U}_9^2 = 2S_2 K_1 (\overline{U}_1^2 + \overline{U}_2^2). \quad (8)$$

В это же время на другом выходе двойного волноводного тройника А6 формируется разностный сигнал $U_{10}(t)$ с разностью дисперсий (5) и (6):

$$\bar{U}_{10}^2 = 2S_2 K_1 \bar{U}_2^2. \quad (9)$$

Выходные сигналы двойного волноводного тройника А6 $U_9(t)$ и $U_{10}(t)$ поступают на усилители А7 и А8 промежуточной частоты, в которых осуществляется основное усиление сигналов. Поэтому шумы супергетеродинного корреляционного радиометра будут определяться шумами, поступающими на входы усилителей А7 и А8, дисперсия которых обуславливается шумовыми свойствами приемника:

$$\bar{U}_{11}^2 = \bar{U}_{12}^2 = k(F_n - 1)T_0 \Delta f_2, \quad (10)$$

где k – постоянная Больцмана; F_n – коэффициент шума приемника; T_0 – температура окружающей среды ($T_0 = 293K$); Δf_2 – полоса пропускания усилителей промежуточной частоты.

В связи с тем, что интенсивность принятого антенной Х1 полезного сигнала чрезвычайно мала ($U_1^2 \ll U_2^2$), а сигналы $U_9(t)$ и $U_{10}(t)$, $U_{11}(t)$ и $U_{12}(t)$ по интенсивности одного порядка с собственными шумами усилителей А7 и А8, усиленные сигналы на выходах усилителей А7 и А8 являются аддитивной смесью информативного сигнала $U_1(t)$ и шумовых помех. Дисперсия усиленного сигнала $U_{13}(t)$ усилителя А7 с учетом выражения (8) и его собственных шумов:

$$\bar{U}_{13}^2 = K_3 \{2S_2 K_1 (\bar{U}_1^2 + U_2^2) + \bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2\}, \quad (11)$$

где K_3 – коэффициент усиления усилителя А7 промежуточной частоты; \bar{U}_{14}^2 – дисперсия собственных шумов усилителя А7 промежуточной частоты.

Дисперсия усиленного сигнала $U_{10}(t)$ усилителя А8 с учетом выражения (9):

$$\bar{U}_{15}^2 = K_4 (2S_2 K_1 \bar{U}_2^2 + \bar{U}_{12}^2 + \bar{U}_{16}^2), \quad (12)$$

где K_4 – коэффициент усиления усилителя А8 промежуточной частоты; \bar{U}_{16}^2 – дисперсия собственных шумов усилителя А8 промежуточной частоты.

С помощью квадраторов U3 и U4 усиленные сигнала подвергаются квадратичному преобразованию, в результате которого создаются постоянные напряжения:

$$U_{17} = S_4 K_3 \{2S_2 K_1 (\bar{U}_1^2 + U_2^2) + \bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2\}, \quad (13)$$

$$U_{18} = S_5 K_4 (2S_2 K_1 \bar{U}_2^2 + \bar{U}_{12}^2 + \bar{U}_{16}^2), \quad (14)$$

где S_4 и S_5 – крутизна преобразования квадраторов U3 и U4.

Конденсатор С1 через резисторы R2 и R3 заряжается разностью напряжений (13) и (14).

Учитывая, что $K_3 = K_4$, $S_4 = S_5$, получим:

$$U_{19} = K_5 S_4 K_3 \{2S_2 K_1 (\bar{U}_1^2) + \bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2 - \bar{U}_{12}^2 - \bar{U}_{16}^2\}, \quad (15)$$

где K_5 – коэффициент, определяемый сопротивлениями резисторов R2, R3 и емкостью конденсатора С1.

При противоположном положении волноводного переключателя S1 изменяется фаза напряжения на одном из входов волноводного тройника А6 на 180° . В результате на разностном выходе тройника А6 формируется сигнал $U_9'(t)$ с суммой дисперсий (5) и (7):

$$\bar{U}_9'^2 = 2S_2 K_1 \bar{U}_2^2, \quad (16)$$

а на другом выходе этого тройника А6 формируется сигнал с разностью дисперсий (5) и (7):

$$\bar{U}_{10}'^2 = 2S_2 K_1 (\bar{U}_1^2 + U_2^2). \quad (17)$$

Соответственно выходные напряжения квадраторов U3 и U4 с учетом шумов усилителей А7 и А8 приобретают значение:

$$U_{17}' = S_5 K_4 (2S_2 K_1 \bar{U}_2^2 + \bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2), \quad (18)$$

$$U_{18}' = S_4 K_3 \{2S_2 K_1 (\bar{U}_1^2 + U_2^2) + \bar{U}_{12}^2 + \bar{U}_{16}^2\}. \quad (19)$$

Конденсатор С1 в этом случае заряжается до разностного напряжения:

$$U_{19}' = K_5 S_4 K_3 \{2S_2 K_1 (-\bar{U}_1^2) + \bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2 - \bar{U}_{12}^2 - \bar{U}_{16}^2\}. \quad (20)$$

Положение волноводного переключателя S1 периодически изменяется под воздействием прямоугольного напряжения генератора G2 низкой частоты. В результате периодического изменения фазы одного из напряжений, образующегося на входе волноводного тройника А6, конденсатор С1 периодически перезаряжается, что приводит к возникновению переменного напряжения частоты коммутации на входе дифференциального усилителя U5. Симметричное переменное напряжение на входе усилителя U5 превращается в линейное переменное напряжение на его выходе, которое усиливается избирательным усилителем А9, настроенным на частоту генератора G2.

Шумы усилителей А7 и А8 промежуточной частоты даже при неравенстве их коэффициентов усиления ($K_3 \neq K_4$) не изменяют знак разности выпрямленных шумов $(\bar{U}_{11}^2 + \bar{U}_{14}^2) - (\bar{U}_{12}^2 + \bar{U}_{16}^2)$ и потому не влияют на полезный сигнал:

$$U_{20} = 2K_6 K_5 S_4 K_3 S_2 K_1 U_1^2 \text{sign} \sin 2pFt, \quad (21)$$

где K_6 – коэффициент усиления избирательного усилителя А9; F – частота коммутации, которая задается генератором G2; $\text{sign} \sin$ – функция меандра.

Усиленное низкочастотное напряжение (21) выпрямляется синхронным детектором U6, который управляется прямоугольным напряжением низкой частоты генератора G2. Выпрямленное напряжение сглаживается фильтром нижних частот Z1 и регистрируется прибором P1.

Таким образом, шумовой информативный сигнал (1), принятый антенной X1, выделяется и измеряется на фоне превосходящих собственных шумов антенны X1, элементов частотного преобразования и согласования, а также шумов усилителей A7 и A8 промежуточной частоты. Роль корреляторов в схеме выполняют квадраторы U3 и U4, в которых за счет квадратичного преобразования создается полезный сигнал и некоррелированные шумовые сигналы, которые усредняются входным фильтром R2, R3 и C1 дифференциального усилителя U5. Коррелированные шумы усилителей A7 и A8 и также квадраторов U3 и U4 перемножаются, взаимно вычитаются на входе дифференциального усилителя U5 и ослабляются как синфазные помехи на инвертирующих и неинвертирующих входах этого усилителя. Детектирование в синхронном детекторе U6 и следующее усреднение в фильтре Z1 подавляет влияние низкочастотных шумов и помех, которые попадают в полосу пропускания избирательного усилителя A9 и влияют на синхронный детектор U6.

Исследование в диапазоне частот 100...150 ГГц с промежуточной частотой 300 МГц, показали, что при частоте переключений сигналов промежуточной частоты 1 КГц и величине постоянной времени выходного фильтра 3 с достигнут порог чувствительности $\sim 10^{-21}$ Вт/(Гц·см²), что эквивалентно 0,05...0...0,01К при контроле свойств и состава объектов по уровню их собственных радиотепловых излучений. Погрешность измерения интенсивности электромагнитного излучения в указанном диапазоне частот не превысила $\pm 1,5$ дБ.

Радиометр может использоваться при исследованиях состава физических и биологических объектов за счет измерений их собственных радиотепловых электромагнитных излучений.

Выводы

Разработанный супергетеродинный корреляционный радиометр позволяет использовать его при исследованиях и контроле свойств и состава физических и биологических объектов за счет измерений их собственных радиотепловых электромагнитных излучений в диапазоне частот 100...150 ГГц.

Данный прибор обеспечивает флуктуационный порог чувствительности $\sim 10^{-21}$ Вт/(Гц·см²). Погрешность измерения интенсивности электромагнитного излучения в указанном диапазоне частот не превышает $\pm 1,5$ дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ діапазону: Навчальний посібник. – Житомир: ЖІТІ, 2001 – С. 162–218.
2. Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.Ф., Куценко В.П., Гимпилович Ю.Б. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов/ Под ред. Ю.А. Скрипника. – Житомир: Изд-во «Волынь», 2003. – 408 с.
3. Дубовская И. Г., Житник Н. Е., Миронов А. В. и др. Принципы моделирования и схемотехнической реализации низкоинтенсивной КВЧ диагностической и терапевтической аппаратуры // Вестник новых медицинских технологий. – 1996. – Т. 3, № 2. – С. 85–90.
4. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Ю.Н. Радиотелескопы и радиометры. – М.: Наука, 1972. – С. 259–260
5. Скрипник Ю.О., Шевченко К.Л., Куценко В.П., Трегубов М.Ф., Яненко О.П. Радіометричний контроль складу та стану об'єктів живої та неживої природи // Вісник КНУТД. – 2005. – №2 (22), – С. 13–18.
6. Куценко В.П., Трегубов Н.Ф. Корреляционный радиометр для неразрушающего контроля объектов // Материалы Международной научно-практической конференции „Современные информационные и электронные технологии” (СИЭТ-2009) – Одесса: ART – V, 2009. – 229 с.

Куценко В.П., к.т.н., с.н.с., Костянтинівське казенне науково-виробниче підприємство «Кварсит», Донецький державний університет інформатики та штучного інтелекту.

Скрипник Ю.А., д.т.н., професор, Київський національний університет технологій і дизайну.

Трегубов Н.Ф., д.е.н., професор, Костянтинівське казенне науково-виробниче підприємство «Кварсит».

Сергієнко С.П., к.ф.-м. н., доцент Донецького національного університету.

Яненко А.Ф., д.т.н., професор Національного технічного університету України «КПІ».