РАЗРАБОТКА РЕТРАНСЛЯТОРА ДЛЯ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ ИЗМЕНЕНИЯ СОСТАВА ВОЗДУШНОЙ СРЕДЫ

И.Б. Широков¹, П.А. Евдокимов^{2,1}, Е.И. Широкова¹

¹Севастопольский государственный университет, РФ, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

²Институт природно-технических систем, РФ, г. Севастополь, ул. Ленина, 28

E-mail: shirokov@ieee.org, evdokimov@ieee.org, shirokova@ieee.org

Данная работа является частью проекта по созданию устройства контроля изменения состава воздушной среды. В статье описаны основные элементы блока ретранслятора, входящего в состав измерительного устройства. Представлены результаты моделирования разработанного полосно-пропускающего фильтра, который является частью волноводного тракта ретранслятора. Также проведены экспериментальные исследования параметров фильтра и циркулятора. Описаны технические характеристики электронной части блока ретранслятора, а именно микроволновых усилителей и управляемого фазовращателя.

Ключевые слова: микроволновые колебания, фазометрические измерения, воздушная среда, полосно-пропускающий фильтр, микроволновый усилитель, управляемый фазовращатель, циркулятор.

Поступила в редакцию: 20.09.2021. После доработки: 28.10.2021.

Введение. В работах [1-7] описана разработка измерительного устройства для контроля изменения состава воздуха, а также рассмотрена возможность организации системы контроля воздушной среды.

Метод определения изменения состава воздуха основан на измерении набега фазы микроволнового сигнала при его двукратном прохождении исследуемой среды.

Блок ретранслятора разрабатываемого устройства предназначен для:

- приема измерительного сигнала с частотой f_1 от измерительной станции;
- усиления микроволнового сигнала для увеличения дальности работы устройства;
- осуществления частотного сдвига микроволнового сигнала на частоту F_1 опорного сигнала;
- излучения измерительного сигнала с новой частотой $f_2 = f_1 \pm F_1$ в направлении измерительной станции.

Структурная схема блока ретранслятора представлена на рис. 1.

Блок ретранслятора состоит из рупорной антенны (РА), Y-циркулятора

(Ц), полосно-пропускающего фильтра (ППФ), двух микроволновых усилителей (МВУ 1, МВУ 2) и управляемого микроволнового фазовращателя (УФВ).

Рис. 1. Структурная схема блока ретранслятора

Fig. 1. Structural scheme of the repeater block

Также в состав ретранслятора в зависимости от условий измерений могут входить различные системы синхронизации. Синхронизация блока ретранслятора с измерительной станцией может осуществляться при помощи УКВ-канала связи [2, 4], единственного микроволнового канала связи [1, 3, 5] или непосредственно от опорного генератора.

Частота f_1 измерительного сигнала равна 9.4 ГГц, а частота сигнала синхронизации F_1 составляет 1 кГц. В соответствии с рабочей частотой волноводный тракт блока ретранслятора и измерительной станции выполнен на прямоугольных волноводах сечением 23×10 мм.

Описание основных элементов блока ретранслятора, а также результаты моделирования и экспериментальных исследований приведены ниже.

Y-циркулятор. Используемый Y-циркулятор представляет собой трехплечее симметричное соединение полых волноводов.

Циркулятор в блоке ретранслятора необходим для развязки первично принятого измерительного сигнала с частотой f_1 и вторично излученного измерительного сигнала с частотой f_2 .

Параметры используемого циркулятора во многом определяют характеристику самого ретранслятора.

Так, например, при проектировании усилителей в блоке ретранслятора необходимо учитывать обратные потери циркулятора.

Если усиление сигнала с учетом всех вносимых потерь будет больше, чем развязка циркулятора, то между его входами образуется положительная обратная связь, вследствие чего измерительное устройство будет работать некорректно.

Для измерения параметров используемого циркулятора было проведено экспериментальное исследование.

Лабораторная установка для исследования циркулятора представлена на рис. 2.

Рис. 2. Лабораторная установка для исследования параметров циркулятора
Fig. 2. Laboratory installation for the study of circulator parameters

Экспериментальные исследования циркулятора и полосно-пропускающего фильтра проводились на анализаторе СВЧ цепей Keysight E5063A.

Для учета ослабления СВЧ сигнала в кабеле, который соединяет коаксиально-волноводный переход (КВП) с портами анализатора было проведено измерение параметра S21 кабельной сборки (рис. 3).

Стоит отметить, что в частотном диапазоне от 9 ГГц до 10 ГГц значения параметра S21 приблизительно равны. Значение параметра S21 на частоте 9.4 ГГц составляет около -2.7 дБ.

Далее при анализе экспериментальных данных будут указаны значения с учетом потерь в кабельной сборке, то есть из показаний на экспериментальных графиках будет вычтено -2.7 дБ.

Рис. 3. Параметр S21 кабельной сборки
Fig. 3. Parameter S21 of the cable assembly

Результаты экспериментального исследования циркулятора представлены на рис. 4.

На рис. 4 по оси абсцисс всех графиков отложена частота в ГГц в частотном диапазоне от 9 до 10 ГГц с шагом 100 МГц.

Прямые потери, вносимые циркулятором при переходе сигнала из первого плеча во второе в децибелах, показаны на рис. 4 а. Обратные потери при ответвлении сигнала из третьего плеча во второе в децибелах представлены на рис. 4б.

Из рис. 4а видно, что максимальное значение прямых потерь в указанном направлении около 1.4 дБ.

В соответствии с рис. 4б величина обратных потерь на частоте близкой к центральной 9.4 ГГц составляет 35.4 дБ. При этом минимальное значение обратных потерь составляет около 22 дБ на частоте 10 ГГц.

Таким образом, усиление в ретрансляторе ограничено величиной минимальных обратных потерь в циркуляторе.

Для увеличения уровня возможного усиления в блоке ретранслятора и предотвращения самовозбуждения циркулятора был разработан полосно-пропускающий фильтр.

Рис. 4. Результаты экспериментального исследования параметров циркулятора
Fig. 4. Results of an experimental study of the circulator parameters

Полосно-пропускающий фильтр.

Разработанный фильтр имеет штыревую структуру и выполнен на отрезке прямоуг-
оугольного волновода длиной 100 мм.

Волноводный фильтр имеет сложную
трехмерную структуру и для его расчета
необходимы численные алгоритмы дис-

кретизации дифференциальных уравне-
ний электромагнитного поля [8].

Для численного анализа такой струк-
туры использован метод конечных эле-
ментов, реализованный в программном
пакете ANSYS HFSS.

Модель разработанного СВЧ-
фильтра представлена на рис. 5.

Рис. 5. Модель полосно-пропускающего фильтра
Fig. 5. Bandpass filter model

Разработанный фильтр является
настраиваемым и может работать в ча-
стотном диапазоне от 8.5 до 12 ГГц.

В качестве регулируемых элементов
для настройки фильтра используются 7
штырей.

Они расположены вдоль волновода и
выполняют роль емкостной неоднород-
ности.

Также волноводный фильтр имеет
внутри 14 припаянных серебряных
стержней диаметром 1 мм, которые но-
сят индуктивный характер. Настройка
частотных характеристик фильтра осу-

ществляется за счет изменения длины
емкостных штырей в волноводе.

Графики S параметров фильтра, по-
лученные в результате моделирования,
представлены на рис. 6.

На рис. 6 по оси абсцисс всех граffi-
ков отложена частота в ГГц. Параметр
S21 в децибелах показан на рис. 6а. Па-
раметр S11 в децибелах показан на
рис. 6 б.

Анализ графиков показывает, что
значение параметров S21 и S11 на цен-
тральной частоте 9.4 ГГц соответственно
равны: – 0.15 дБ и – 24.15 дБ.

Рис. 6. S параметры модели фильтра
Fig. 6. S parameters of the filter model

Экспериментальное исследование фильтра. На рис. 7 представлен разработанный СВЧ фильтр, соединенный с двумя коаксиально-волноводными переходами для проведения измерений.

Рис. 7. Разработанный СВЧ фильтр
Fig. 7. The developed microwave filter

Результаты экспериментального исследования разработанного фильтра представлены на рис. 8.

На рис. 8 по оси абсцисс всех графиков отложена частота в ГГц в частотном диапазоне от 9 до 10 ГГц с шагом 100 МГц. Параметр S21 в децибелах показан на рис. 8а. Коэффициент стоячей волны представлен на рис. 8б.

Согласно рис. 8а значение параметра S21 на центральной частоте составляет около -0.6 дБ, что хорошо согласуется с результатами моделирования.

Рис. 8. Результаты экспериментального исследования разработанного фильтра
Fig. 8. Results of an experimental study of the developed filter

Для оценки уровня возможного усиления в блоке ретранслятора разработанный фильтр подключили ко второму плечу циркулятора к первому плечу которого подключили согласованную нагрузку.

Результаты измерений обратных потерь в циркуляторе с подключённым фильтром представлены на рис. 9.

Из рис. 9 видно, что минимальная величина обратных потерь при ответвлении сигнала из третьего плеча циркулятора во второе около 30 дБ.

Рис. 9. Обратные потери в циркуляторе с подключённым фильтром
Fig. 9. Return losses in a circulator with a connected filter

Такая характеристика обратного затухания сигнала в циркуляторе с подключенным фильтром позволит увеличить уровень усиления и организовать развязку принятого и излученного сигналов.

Микроволновые усилители и управляемый фазовращатель. Измерительный сигнал с частотой f_1 с выхода фильтра через коаксиально-волноводный переход подают на первый микроволновый усилитель, который реализован на микросхеме HMC564LC4.

Такой усилитель позволяет получить усиление сигнала около 17 дБ в частотном диапазоне от 7 до 14 ГГц [9].

Далее усиленный сигнал с частотой f_1 подают на вход управляемого фазовращателя, на другой вход которого поступает опорный сигнал синхронизации с частотой F_1 .

Стоит отметить, что для построения гомодинной радиотехнической системы с оптимальными метрологическими характеристиками необходимо обеспечить высокую точность установки фазового сдвига измерительного сигнала и линей-

ную зависимость этого сдвига от времени.

Однако создание высокоточного линейного фазовращателя в СВЧ диапазоне представляет собой сложную и не всегда решаемую задачу [10].

Представляется возможным аппроксимировать линейную функцию ступенчатой, таким образом, перейти от непрерывного к дискретному изменению фазового сдвига измерительного сигнала.

Число дискретных значений фазового сдвига m было выбрано в соответствии с двоичным законом. Такой подход позволяет упростить структуру фазовращателя и снизить себестоимость устройства. В таком случае величину изменения фазы сигнала можно принимать взвешенной по двоичному закону.

При этом с увеличением числа ступеней m частотное расстояние между первой гармоникой и ближайшей к ней увеличивается. Причем ближайшая гармоника будет иметь порядковый номер $m - 1$ [10].

В разработанном ретрансляторе использован цифровой четырехразрядный микроволновый фазовращатель, реализованный на микросхеме НМС543LC4В.

Данный фазовращатель позволяет осуществлять изменение фазы сигнала от 0° до 360° в частотном диапазоне от 8 до 12 ГГц, при этом фазовая ошибка составляет $\pm 10^\circ$ [11].

Изменение фазы микроволновых колебаний в фазовращателе описывается следующим выражением

$$\begin{aligned} \Phi(t) = & 180 \{ 0.5 \times \\ & \times \text{sign}[-\sin(2\pi F_1 t)] + 0.5 \} + \\ & + 90 \{ 0.5 \text{sign}[-\sin(4\pi F_1 t)] + 0.5 \} + \\ & + 45 \{ 0.5 \text{sign}[-\sin(8\pi F_1 t)] + 0.5 \} + \\ & + 22.5 \{ 0.5 \text{sign}[-\sin(16\pi F_1 t)] + 0.5 \}. \end{aligned} \quad (1)$$

Примем начальные фазы микроволнового сигнала и сигнала синхронизации равными нулю. Тогда сигнал на выходе фазовращателя будет иметь вид

$$u_{\text{CPS}}(t) = U \sin \left[2\pi f_1 t + \Phi(t) \frac{\pi}{180} + \Delta\varphi \right], \quad (2)$$

где U — амплитуда измерительного сигнала с учетом преобразований в блоке ретранслятора; $\Delta\varphi$ — набег фазы, полученный при прохождении исследуемой среды.

Математическое моделирование преобразований микроволнового сигнала в фазовращателе осуществлялось в программном пакете MathCAD.

Результаты моделирования представлены на рис. 10.

На рис. 10а показано ступенчатое изменение фазы микроволнового сигнала от 0° до 360° за период $T = 1/F_1$.

Из рис. 10а видно, что четырехразрядный фазовращатель позволяет получить 16 значений фазового сдвига, что соответствует шагу изменения фазы 22.5° .

На рис. 10б показан спектр сигнала (2). Как видно из рис. 10 б, микроволновый сигнал с частотой $f_1 = 9.4$ ГГц получает сдвиг частоты вправо на 1 кГц. Соответственно частота основной гармоники трансформированного сигнала равна $f_2 = 9400001$ кГц. В случае убывания фазового сдвига основная гармоника смещается влево на 1 кГц.

Рис. 10. Результаты моделирования преобразований микроволнового сигнала в фазовращателе
Fig. 10. The results of modeling the transformations of the microwave signal in a phase shifter

Также на рис. 10б видно, что после первой гармоники следующая гармоника расположена на частоте 9400015 кГц, что соответствует утверждению выше о порядковом номере гармоники.

При этом преобразования в фазовращателе вносят потери в результирующий сигнал. Согласно технической документации максимальная величина вносимых потерь в фазовращателе составляет около 8 дБ [11].

Поэтому далее микроволновый сигнал с новой частотой f_2 с выхода фазовращателя подают на вход второго усилителя.

Второй усилитель реализован на микросхеме HMC565LC5 и позволяет получить усиление сигнала около 21 дБ в полосе частот от 6 до 12 ГГц [12].

S параметры усилителей HMC564LC4 и HMC565LC5 представлены на рис. 11.

На рис. 11 по оси абсцисс всех графиков отложена частота в ГГц. S параметры усилителя HMC564LC4 в децибелах показаны на рис. 11а. S параметры усилителя HMC565LC5 в децибелах показаны на рис. 11б.

Электронная часть блока ретранслятора реализована на печатной плате размером 80×60 мм и представлена на рис. 12.

Рис. 11. S параметры микроволновых усилителей

Fig. 11. S parameters of microwave amplifiers

Рис. 12. Печатная плата блока ретранслятора
Fig. 12. The printed circuit board of the repeater unit

После усиления микроволновый сигнал с частотой f_2 с выхода второго усилителя через Y-циркулятор подают на рупорную антенну блока ретранслятора и излучают обратно в направлении измерительной станции.

Усиление в ретрансляторе является главным его параметром, который влияет на характеристику измерительного канала, а именно определяет максимально возможную длину измерительной трассы.

Для оценки энергетики разрабатываемого устройства определим мощность P_{RX} принятого сигнала в измерительной станции после его двукратного прохождения исследуемой трассы длиной d равной 250 м.

Мощность первично излученного сигнала P_{TX} составляет 20 дБм, усиления рупорных антенн измерительной станции G_{TX} и ретранслятора G_{RX} составляет около 25 дБ.

Усиление в блоке ретранслятора G_{MW} за счет двух усилителей составляет около 40 дБ, при этом потери L на элементах волноводного тракта и вносимые потери в результате преобразований в фазовращателе суммарно составляют около 10 дБ.

Мощность вторично принятого сигнала рассчитаем согласно формуле

$$P_{RX} = P_{TX} + 2G_{RX} + 2G_{TX} + G_{MW} - L + 20 \lg \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (3)$$

где λ — длина волны излучения.

В результате расчета по формуле (3) с указанными энергетическими параметрами системы, получим $P_{RX} = -50.8$ дБм.

Заключение. В рамках статьи были описаны основные элементы блока ретранслятора, который является частью устройства контроля изменения состава воздушной среды.

Для определения максимального уровня усиления в ретрансляторе, при котором бы не происходило самовозбуждение циркулятора, было проведено экспериментальное исследование его параметров.

В целях увеличения уровня возможного усиления был разработан полосно-пропускающий фильтр.

Сопоставление результатов компьютерного моделирования и экспериментального исследования фильтра показывает, что теоретические представления соответствуют экспериментальным данным с незначительными отклонениями.

Анализируя характеристику циркулятора, амплитудно-частотную характеристику фильтра и учитывая потери в фазовращателе, можно сделать вывод, что усиление сигнала около 40 дБ, которое обеспечивают описанные усилители, является оптимальным значением.

Энергетические параметры разработанного ретранслятора позволяют организовать работу измерительного устройства на трассе до 250 м.

Исследование проводится при поддержке Фонда содействия инновациям по договору № 595ГУЦЭС8-D3/62032 от 15.10.2020.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Широков И.Б. Контроль содержания вредных газов в воздухе с использованием микроволнового канала связи / И.Б. Широков, П.А. Евдокимов, Е.И. Широкова // Инфокоммуникацион-

ные и радиоэлектронные технологии. – 2020. Т. 3. № 4. С. 389–398.

2. Широков И. Б. Система контроля изменения состава воздушной среды / И.Б. Широков, П.А. Евдокимов, Е.И. Широкова // Системы контроля окружающей среды. 2021. № 1. С. 68–78.

3. Евдокимов П.А. Экологический контроль атмосферы вблизи транспортных магистралей и промышленных предприятий городов / П. А. Евдокимов, Е. И. Широкова, М. И. Соколова, И. Б. Широков // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии. 2020. № 1–2. С. 392–393.

4. Shirokov I. B. System for Monitoring the State of Atmosphere near Industrial Facilities and City Highways / I. B. Shirokov, P. A. Evdokimov, E. I. Shirokova // Proceedings - 2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020: 7, Moscow, 2020. P. 298–303.

5. Evdokimov P. A. Urban Ecological Monitoring / P. A. Evdokimov, I. B. Shirokov, E. I. Shirokova // 2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EI-ConRus), St. Petersburg, Moscow, 2021. P. 1829–1834.

6. Широков И. Б., Евдокимов П.А., Широкова Е.И. Способ определения изменения содержания вредных газов

в воздухе: пат. 2735058, Рос. Федерация. Заявл. 16.06.2020; опубл. 27.10.2020. Бюл. № 30. 9 с.

7. Широков И. Б., Евдокимов П.А., Широкова Е.И. Способ контроля изменения состава воздушной среды: пат. 2747263, Рос. Федерация. Заявл. 11.11.2020; опубл. 04.05.2021, Бюл. № 13. 12 с.

8. Григорьева А.Д. Методы вычислительной электродинамики. Москва, Физматлит. 2012. 432 с.

9. HMC564LC4 GaAs SMT PHEMT low noise amplifier [Электронный ресурс]. Режим доступа:

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc564lc4.pdf>.

10. Широков И. Б. Исследования характеристик каналов связи: монография / И. Б. Широков, Ю. Б. Гимпилович, И. В. Сердюк. Москва: ИНФРА-М, 2020. 247 с.

11. HMC543LC4B MMIC 4-bit digital phase shifter [Электронный ресурс].

Режим доступа:

<http://kazus.ru/datasheets/pdfdata/3155128/HITTITE/HMC543LC4B.html>.

12. HMC565LC5 GaAs SMT PHEMT low noise amplifier [Электронный ресурс]. Режим доступа:

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc565lc5.pdf>.

DEVELOPMENT OF A REPEATER FOR A DEVICE FOR MONITORING CHANGES IN THE COMPOSITION OF THE AIR ENVIRONMENT

I.B. Shirokov¹, P.A. Evdokimov^{2,1}, E.I. Shirokova¹

¹Sevastopol State University, RF, Sevastopol, Universitetskaya St., 33

²Institute of Natural and Technical Systems, RF, Sevastopol, Lenin St., 28

This work is part of a project to create a device for monitoring changes in the composition of the air environment. The article describes the main elements of the repeater unit included in the measuring device. The results of modeling the developed band-pass filter, which is part of the waveguide path of the repeater, are presented. Experimental studies of the filter and circulator parameters are also carried out. The technical capabilities of the electronic part of the repeater unit, namely microwave amplifiers and a controlled phase shifter, are described.

Keywords: microwave oscillations, phase measurements, air composition, band-pass filter, microwave amplifier, controlled phase shifter, circulator.

REFERENCES

1. Shirokov I.B. Kontrol' soderzhaniya vredonosnykh gazov v vozduhe s ispol'zovaniem mikrovolnovogo kanala svyazi / I.B. Shirokov, P.A. Evdokimov, E.I. Shirokova // Infokommunikacionnye i radioelektronnye tekhnologii. 2020. Т. 3. No 4, pp. 389–398.

2. *Shirokov I.B.* Sistema kontrolya izmeneniya sostava vozduшной sredy / I.B. Shirokov, P.A. Evdokimov, E.I. Shirokova // *Sistemy kontrolya okruzhayushchej sredy*. 2021. No 1, pp. 68–78.
3. *Evdokimov P.A.* Ekologicheskij kontrol' atmosfery vblizi transportnyh magistralей i promyshlennyh predpriyatij gorodov / P.A. Evdokimov, E.I. Shirokova, M.I. Sokolova, I.B. Shirokov // *SVCH-tehnika i telekommunikacionnye tekhnologii*. 2020. No 1–2, pp. 392–393.
4. *Shirokov I.B.* “System for Monitoring the State of Atmosphere near Industrial Facilities and City Highways” / I.B. Shirokov, P.A. Evdokimov, E.I. Shirokova // *Proceedings–2020 7th All-Russian Microwave Conference, RMC 2020: 7, Moscow, 2020*. pp. 298–303.
5. *Evdokimov P.A.* “Urban Ecological Monitoring” / P.A. Evdokimov, I.B. Shirokov, E.I. Shirokova // *2021 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus), St. Petersburg, Moscow, 2021*. pp. 1829–1834.
6. *Shirokov I.B., Evdokimov P.A., Shirokova E.I.* Sposob opredeleniya izmeneniya sodержaniya vredonosnyh gazov v vozduhe: pat. 2735058, Ros. Federaciya. Zayavl. 16.06.2020; opubl. 27.10.2020. Byul. No 30, 9 p.
7. *Shirokov I.B., Evdokimov P.A., Shirokova E.I.* Sposob kontrolya izmeneniya sostava vozduшной sredy: pat. 2747263, Ros. Federaciya. Zayavl. 11.11.2020; opubl. 04.05.2021, Byul. No 13. 12 p.
8. *Grigor'eva A.D.* Metody vychislitel'noj elektrodinamiki. Moskva, Fizmailit. 2012. 432 p.
9. *HMC564LC4* GaAs SMT PHEMT low noise amplifier [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc564lc4.pdf>.
10. *Shirokov I.B.* Issledovaniya harakteristik kanalov svyazi: monografiya: I. B. Shirokov, YU. B. Gimpilevich, I. V. Serdyuk. – Moskva: INFRA-M, 2020. 247 p.
11. *HMC543LC4B* MMIC 4-bit digital phase shifter [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <http://kazus.ru/datasheets/pdfdata/3155128/HITTITE/HMC543LC4B.html>.
12. *HMC565LC5* GaAs SMT PHEMT low noise amplifier [Elektronnyj resurs]. Rezhim dostupa: <https://www.analog.com/media/en/technicaldocumentation/datasheets/hmc565lc5.pdf>.