

6. Кулагін, Д. О. Математична модель тягового асинхронного двигуна з урахуванням насичення [Текст] / Д. О. Кулагін // Технічна електродинаміка. – 2014. – № 6. – С. 49–55.
7. Сафонов, А. И. Обоснование тяговой характеристики, проблема выбора электродвигателя и вспомогательных источников энергии троллейбуса [Текст] / А. И. Сафонов // Вестник Белорусско-Российского университета. – 2012. – № 3. – С. 72–81.
8. Kennedy, J. Particle swarm optimization [Text] / J. Kennedy, R. Eberhart // Proceedings of IEEE International conference on Neural Networks. – 1995. – P. 1942–1948. doi: 10.1109/icnn.1995.488968
9. Картамышев, Д. А. Обнаружение ddos-атак на основе нейронных сетей с применением метода роя частиц в качестве алгоритма обучения [Текст] / Д. А. Картамышев, К. А. Власов, В. А. Частикова // Фундаментальные исследования. – 2014. – Том. 8-4. – С. 829–832.
10. Moody, J. Fast learning in networks of locally tuned processing units [Text] / J. Moody, C. J. Darken // Neural Computation. – 1989. – Vol. 1, Issue 2. – P. 281–294. doi: 10.1162/neco.1989.1.2.281

Досліджено особливості роботи ретрансляційних систем міліметрового діапазону радіохвиль супергетеродинного типу з аналого-цифровою обробкою сигналу. Запропоновано математичний опис перетворень сигналів та радіохвиль для моделювання роботи системи у зоні дифракції Фраунгофера, коли відбивач має стабільний та флюктуючий елементи. Показано розділення ділянок аналогової та цифрової обробки за максимального використання чисельних методів

Ключові слова: вимірювальна ретрансляційна система, завадове відбиття, фаза, моделювання, аналого-цифрове перетворення

Исследованы особенности работы ретрансляционных систем миллиметрового диапазона радиоволн супергетеродинного типа с аналого-цифровой обработкой сигнала. Предложено математическое описание преобразований сигналов и радиоволн для моделирования работы системы в зоне дифракции Фраунгофера, когда отражатель содержит стабильный и флюктуирующий элементы. Показано разделение участков аналоговой и цифровой обработок при максимальном использовании численных методов

Ключевые слова: измерительная ретрансляционная система, помеховое отражение, фаза, моделирование, аналого-цифровое преобразование

УДК 621.371

DOI: 10.15587/1729-4061.2015.40452

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ РЕТРАНСЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ СУПЕРГЕТЕРОДИННОГО ТИПА С АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКОЙ

А. Ф. Величко

Доктор технических наук, профессор*

E-mail: afvel@yandex.ru

Д. А. Величко

Кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент*

E-mail: davel@yandex.ru

С. А. Величко

Кандидат физико-математических наук,

старший научный сотрудник

Отдел дистанционного зондирования Земли**

E-mail: s.a.velichko@yandex.ru

А. В. Вичкань

Младший научный сотрудник*

E-mail: vichkan@ire.kharkov.ua

А. Н. Ключева

Кандидат технических наук, научный сотрудник*

E-mail: nushyna@mail.ru

К. В. Нетребенко

Кандидат технических наук, научный сотрудник*

E-mail: vichkan@ire.kharkov.ua

*Отдел обработки радиосигналов**

**Институт радиопизики и электроники

им. А. Я. Усикова НАН Украины

ул. Проскуры, 12, г. Харьков, Украина, 61085

1. Введение

Развитие средств и методов дистанционной диагностики технологических процессов вызвано расту-

щими требованиями к точности и помехозащищенности используемых устройств и систем в условиях роста производства и внедрения новых технологий. Погрешности контроля технологических процессов

с помощью радиолокационных датчиков внутри производственных помещений в значительной степени вызваны отражениями радиоволн от посторонних предметов — помеховыми отражениями. Повышение пространственной селекции, призванной снизить воздействие помеховых отражений, за счет использования миллиметровых волн дает заметный выигрыш в соотношении сигнал/помеха, однако этого чаще всего оказывается недостаточно. Снижение отражений радиоволн методами и материалами, которые используются при изготовлении стандартизованных безэховых камер (например, ГОСТ 30381-95 в РФ, MIL-STD 461F в США), слишком дорого.

Во многих случаях достаточный положительный эффект можно получить с помощью пространственной фильтрации, которая реализована в ретрансляционном методе [1, 2]. В этом методе воздействия среды распространения и отражающего объекта на радиоволну усиливаются за счет двойного прохождения радиотрассы и двойного отражения от контролируемого объекта, а использование миллиметровых волн углубляет пространственную фильтрацию.

Дальнейшее повышение точности ретрансляционного измерителя возможно за счет применения супергетеродинного метода преобразования принятого сигнала в совокупности с использованием цифровой обработки и численных методов. Для исследования особенностей работы и отработки указанных методов применительно к ретрансляционному измерителю целесообразно выполнить компьютерное моделирование, что требует создания функциональной схемы устройства и нахождения математических соотношений, описывающих его работу.

2. Анализ литературных данных и постановка проблемы

Гомодинный метод преобразования сигнала в ретрансляционном измерителе исследован в работах [1, 2]. При непрерывном излучении он обладает заметными преимуществами по точности измерения фазы отраженного контролируемым объектом сигнала в сравнении с радиолокационным измерителем. Однако при гомодинном методе обработки появляются погрешности измерения, связанные с существованием недостаточно подавленных боковых компонент спектра. Эти помеховые компоненты появляются при сдвиге частоты в ретрансляторе, интерферируют с полезными компонентами спектра и могут вызывать значительные погрешности измерения фазы и производной фазы принятого сигнала, пеленга и его производной, вибраций и других характеристик контролируемого объекта [3]. Были предложены и разработаны методы компенсации влияния паразитных компонент спектра сигнала, возникающих при преобразовании в ретрансляторе [4]. Они использовали переключаемые участки с разными фазовыми набегами в СВЧ трактах ретранслятора. Это заметно усложняло ретрансляционные измерители. Поэтому было предложено использовать ретрансляционные измерители супергетеродинного типа. Исследование такого способа показало, что можно существенно снизить влияние паразитных компонент спектра, возникающих при преобразованиях сигнала в ре-

трансляторе [5]. Кроме того, существенный выигрыш в качестве измерений может быть достигнут за счет включения в методы обработки сигнала цифровых методов, которые быстро прогрессируют и дают значительный выигрыш в качестве изделия. Также, до настоящего времени практически не изучалась работа ретрансляционной системы по совокупности стабильного и флуктуирующего отражателей, которые часто встречаются на практике.

Исследования свойств ретрансляционных систем супергетеродинного типа с аналого-цифровой обработкой сигнала могут быть выполнены с помощью компьютерного моделирования, как это делается в последнее время [6, 7]. Однако при таких исследованиях необходимы функциональные схемы систем, для которых проводятся исследования, и математические описания основных процессов, происходящих при их функционировании, которые в настоящее время частично отсутствуют, а частично разбросаны в разных периодических изданиях.

Моделирование измерительной ретрансляционной системы (ИРС) основано на математических описаниях работы радиолокационного датчика, распространения и рассеяния радиоволн, преобразований сигнала в ретрансляционной аппаратуре и способов его обработки. Основными фундаментальными работами, результаты которых используются при моделировании процессов распространения и рассеяния радиоволн во время работы ИРС, являются [8, 9]. Они применялись при определении основных соотношений, которые определяют процессы распространения и рассеяния радиоволн в зоне не только Фраунгофера, но и Френеля, для работы в которых предназначаются ИРС. Минимальные дистанции, на которых формулы для моделирования могут применяться, определялись по результатам [10]. Следует отметить, что эта работа в ряде случаев границу R_{\min} между ближней реактивной зоной и областью Френеля определяла как $R_{\min} > D^2 / 8 \cdot \lambda$, где D — диаметр излучателя, λ — длина волны. Это значение принималось в качестве минимального, далее которого математические описания процессов распространения радиоволн считаются адекватными.

Моделирование работы ИРС в зоне Фраунгофера может выполняться с использованием формул радиолокации [11]. Системы уравнений в этом случае модифицируются в соответствии с функциональными задачами, которые решаются составными частями ИРС.

3. Цель и задачи исследования

Целью работы является изучение особенностей работы ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа с аналогово-цифровой обработкой методом математического моделирования.

Для этого необходимо решить следующие задачи:

- синтезировать функциональную схему ретрансляционного измерителя;
- выполнить математическое описание основных процессов, происходящих при функционировании ИРС и обработке принятого сигнала.

Математическое описание является основой моделирования ИРС.

4. Синтез функциональной схемы ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа с аналого-цифровой обработкой и функции ее блоков

В качестве информационного параметра в ИРС использовался фазовый набег радиоволны [1, 2]. Это позволяло при применении диапазона миллиметровых и более коротких волн определять изменение расстояния до контролируемого объекта, отражательная способность которого оставалась постоянной на временном интервале измерения с высокой, микронной точностью. В качестве излучаемого сигнала применялось непрерывное немодулированное излучение, которое могло использоваться в многочастотном измерителе с повышенной информативностью [2]. Этот тип сигнала целесообразно выбрать и для ИРС супергетеродинного типа на начальном этапе как наиболее простой и позволяющий получить достаточную информацию о контролируемом объекте.

Сохраняя основные функциональные блоки ретрансляционного измерителя, и используя фундаментальные методы построения радиолокационных устройств [12], можно предложить схему ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа, представленную на рис. 1.

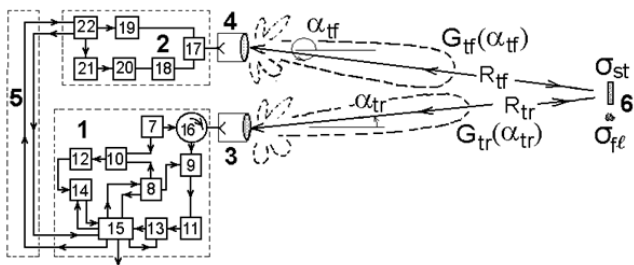


Рис. 1. Функциональная схема ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа с аналого-цифровой обработкой

Она предназначена для моделирования работы ИРС в зоне Фраунгофера и поэтому оперирует диаграммами направленности антенн и эффективными поверхностями рассеяния. На рис. 1 обозначены блоки: 1 – приемопередатчик, 2 – ретранслятор, 3, 4 – антенны приемопередатчика и ретранслятора, 5 – канал передачи информации, 6 – сложный отражатель, содержащий элементы: стабильный σ_{st} и флуктуирующий σ_{fl} . Далее для упрощения расчетов считается, что σ_{st} и σ_{fl} находятся в одной точке. Приемопередатчик 1 содержит: 7, 8 – генераторы излучаемого сигнала и гетеродина соответственно, 9, 10 – СВЧ смесители радиолокационного датчика и контрольного сигнала, 11, 12 – полосовые усилители промежуточной частоты, 13, 14 – АЦП сигналов, 15 – устройство обработки и управления, 16 – циркулятор. Ретранслятор 2 содержит: 17 – разветвитель-сумматор, 18 – СВЧ фазосдвигатель, 19, 20 – рефлекторы СВЧ сигнала, 21 – фазосдвигатель низкой частоты, 22 – генератор сдвига.

Как видно из схемы рис. 1, аналоговая часть ИРС начинается с генератора излучаемого сигнала 7, который подключен к циркулятору 16 и смесителю

опорного канала 10. С основного выхода циркулятора 16 сигнал поступает в антенну приемопередатчика 3 и излучается в направлении контролируемых отражателей 6. Рассеянный отражателями сигнал попадает в приемопередающую антенну ретранслятора 4, распределяется разветвителем 17 на два канала. В верхнем канале он попадает на управляемый рефлектор СВЧ 19 непосредственно, в нижнем канале попадает на СВЧ рефлектор 20 через СВЧ сдвигатель фазы 18. Коэффициенты отражения рефлекторов 19 и 20 управляются генератором сдвига 22: в верхнем канале колебания с генератора сдвига поступают на рефлектор 19 непосредственно, в нижнем канале – через низкочастотный фазосдвигатель 21 на рефлектор 20. Отраженные рефлекторами СВЧ колебания возвращаются в антенну ретранслятора 4 и излучаются обратно в направлении на отражатель 6. Рассеянная этим отражателем радиоволна поступает в антенну приемопередатчика 3, затем через циркулятор 16 поступает на СВЧ смеситель 9, на второй вход которого подается СВЧ колебание гетеродина 8. Колебания разностной частоты с выхода СВЧ смесителя 9 поступают в полосовой усилитель промежуточной частоты 11, выход которого подсоединен ко входу АЦП принятого сигнала. На этом аналоговая часть канала принятого сигнала заканчивается.

Аналоговая часть опорного канала начинается смесителем СВЧ 10, на который поступают колебания генератора излучаемого сигнала 7 и гетеродина 8. Колебания с частотой, равной разности частот этих генераторов поступают в полосовой усилитель промежуточной частоты 12, выход которого соединен с АЦП опорного канала. Здесь заканчивается аналоговая часть опорного канала.

Аналоговые колебания генератора сдвига передаются по каналу связи в устройство обработки и управления 15, где имеется АЦП и преобразователь колебаний ретранслятора. Аналоговые сигналы управления ретранслятором вырабатываются в блоке управления 15 и передаются на гетеродин 8, АЦП принятого 13 и опорного 14 каналов и в ретранслятор 2. Блок управления 15 вырабатывает оценку принятой информации и управляет работой ИРС.

5. Преобразования сигналов в измерительной ретрансляционной системе

В качестве излучаемого сигнала, как уже отмечалось, был принят непрерывный немодулированный сигнал, который имеет вид

$$e_t(t) = U_t \cdot \cos(\omega \cdot t + \varphi_t), \tag{1}$$

где U_t и φ_t – амплитуда, и начальная фаза излучаемого колебания.

Входной сигнал ретранслятора $e_{\Sigma}^{(in-tr)}(t)$ определялся как сумма двух колебаний. Одно $e_{st}^{(in-tr)}(t)$ возбуждалось волной, отраженной σ_{st} , другое $e_{fl}^{(in-tr)}(t) - \sigma_{fl}$. Суммарный сигнал имеет вид

$$\begin{aligned}
 e_{\Sigma}^{(in-tf)}(t) &= e_{st}^{(in-tf)}(t) + e_{fl}^{(in-tf)}(t) = \\
 &= U_{st}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \left(t - \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c} \right) + \varphi_t + \varphi_{st} \right] + \\
 &+ U_{fl}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \left(t - \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c} \right) + \varphi_t + \varphi_{fl} \right] = \\
 &= U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \cdot t - \omega \frac{R_{\Sigma}}{c} + \varphi_t + \varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-tf)} \right], \quad (2)
 \end{aligned}$$

где $U_{st}^{(in-tf)}$, $U_{fl}^{(in-tf)}$ – амплитуды входных колебаний ретранслятора, возбуждаемые отражениями от σ_{st} и σ_{fl} соответственно (рис. 1); $U_{\Sigma}^{(in-tf)}$ – суммарная амплитуда; R_{tr} и R_{tf} – расстояния от приемопередатчика до суммарного отражателя и от этого отражателя до ретранслятора соответственно (рис. 1); φ_t , φ_{st} , φ_{fl} – начальная фаза излучения, фазы отражения от стабильного и флуктуирующего объектов; $\varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-tf)}$ – компонента фазового сдвига суммарного входного сигнала ретранслятора, вызванная отражением от σ_{st} и σ_{fl} ; c , ω – скорость распространения радиоволны и круговая частота приемопередатчика соответственно.

Каждую из амплитуд входного сигнала ретранслятора можно записать

$$\begin{aligned}
 U_i^{(in-tf)} &= k_1 \cdot U_t \cdot \frac{G_{tr}(\alpha_{tr}) \cdot G_{tf}(\alpha_{tf})}{R_{tr} \cdot R_{tf}} \times \\
 &\times \sqrt{\sigma_i} = k_{sum1} \cdot U_t \cdot \sqrt{\sigma_i}, \quad (3)
 \end{aligned}$$

где $G_{tr}(\alpha_{tr})$, $G_{tf}(\alpha_{tf})$ – коэффициенты направленного действия антенн приемопередатчика и ретранслятора соответственно (рис. 1), α_{tr} и α_{tf} – угловые направления на отражатель со стороны антенн приемопередатчика и ретранслятора соответственно (рис. 1), $U_i^{(in-tf)} \in (U_{st}^{(in-tf)}, U_{fl}^{(in-tf)})$, $\sigma_i \in (\sigma_{st}, \sigma_{fl})$, k_1, k_{sum1} – коэффициенты пропорциональности.

Параметры в формулах:

$$U_{st}^{(in-tf)} = k_{sum1} \cdot U_t \cdot \sqrt{\sigma_{st}}, \quad (4)$$

$$U_{fl}^{(in-tf)} = k_{sum1} \cdot U_t \cdot \sqrt{\sigma_{fl}}. \quad (5)$$

Амплитуда входного колебания ретранслятора

$$\begin{aligned}
 U_{\Sigma}^{(in-tf)} &= \\
 &= \sqrt{\left(U_{st}^{(in-tf)} \right)^2 + \left(U_{fl}^{(in-tf)} \right)^2 + 2 \cdot U_{st}^{(in-tf)} \cdot U_{fl}^{(in-tf)} \cdot \cos(\varphi_{st} - \varphi_{fl})}. \quad (6)
 \end{aligned}$$

Компонента фазового сдвига суммарного входного сигнала ретранслятора, вызванная отражением от σ_{st} и σ_{fl} , определяется соотношением

$$\varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-tf)} = \arctg \left(\frac{U_{st}^{(in-tf)} \cdot \sin \varphi_{st} + U_{fl}^{(in-tf)} \cdot \sin \varphi_{fl}}{U_{st}^{(in-tf)} \cdot \cos \varphi_{st} + U_{fl}^{(in-tf)} \cdot \cos \varphi_{fl}} \right). \quad (7)$$

Принятый ретранслятором сигнал (2) отражается от двух одинаковых рефлекторов, которые модулируются одинаковыми когерентными гармоническими колебаниями

$$\begin{aligned}
 e_{sh1}(t) &= U_{sh} \cdot \cos(\Omega_{sh} t + \varphi_{sh}), \\
 e_{sh2}(t) &= U_{sh} \cdot \cos(\Omega_{sh} t + \varphi_{sh} + \pi/2), \quad (8)
 \end{aligned}$$

где φ_{sh} и $\varphi_{sh} + \pi/2$ – начальные фазы колебаний, модулирующих отражения СВЧ сигналов от рефлекторов 19 и 20, соответственно.

Примем, что коэффициенты амплитудной модуляции одного рефлектора M_{tf1} и другого рефлектора M_{tf2} могут отличаться друг от друга, но остаются одинаковыми все время эксперимента.

Отраженные от рефлекторов СВЧ колебания суммируются в разветвителе-сумматоре 17. На выходе антенны ретранслятора в обратном направлении излучается колебание, которое можно представить формулой

$$e_{\Sigma}^{(out-tf)}(t) = e_{out-tf1}(t) + e_{out-tf2}(t), \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned}
 e_{out-tf1}(t) &= \left[1 + M_{tf1} \cdot \cos(\Omega_{sh} t + \varphi_{sh}) \right] \times \\
 &\times U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \cdot t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} \right] = \\
 &= U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \cdot t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} \right] + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot M_{tf1} \cdot U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[(\omega - \Omega_{sh}) t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} - \varphi_{sh} \right] + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot M_{tf1} \cdot U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[(\omega + \Omega_{sh}) t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \varphi_{sh} \right],
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 e_{out-tf2}(t) &= \left[1 + M_{tf2} \cdot \cos \left(\Omega_{sh} t + \varphi_{sh} + \frac{\pi}{2} \right) \right] \times \\
 &\times U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \cdot t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \frac{\pi}{2} \right] = \\
 &= U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[\omega \cdot t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \frac{\pi}{2} \right] + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot M_{tf2} \cdot U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[(\omega - \Omega_{sh}) t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} - \varphi_{sh} \right] + \\
 &+ \frac{1}{2} \cdot M_{tf2} \cdot U_{\Sigma}^{(in-tf)} \cdot \cos \left[(\omega + \Omega_{sh}) t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \varphi_{sh} + \pi \right]
 \end{aligned}$$

– СВЧ колебания, отраженные рефлекторами 19 и 20

соответственно, $\varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} = -\omega \frac{R_{\Sigma}}{c} + \varphi_t + \varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-tf)}$ – компонен-

та спектральных составляющих сигнала, излучаемого ретранслятором.

Спектральный состав излучаемой ретранслятором радиоволны представлен на рис. 2. Спектральные составляющие, которые являются суммой компонент,

$$e_{\Sigma(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf)}(t) = e_{(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf1)}(t) + e_{(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf2)}(t),$$

$$e_{\Sigma(\omega)}^{(out-tf)}(t) = e_{(\omega)}^{(out-tf1)}(t) + e_{(\omega)}^{(out-tf2)}(t),$$

$$e_{\Sigma(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf)}(t) = e_{(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf1)}(t) + e_{(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf2)}(t)$$

расположены на частотах $(\omega - \Omega_{sh})$, ω , $(\omega + \Omega_{sh})$.

На рис. 2 спектральные составляющие обозначены:

- 1 – $e_{\Sigma(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf)}(t)$, 2 – $e_{(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf1)}(t)$, 3 – $e_{(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf2)}(t)$, 4 – $e_{\Sigma(\omega)}^{(out-tf)}(t)$,
- 5 – $e_{(\omega)}^{(out-tf1)}(t)$, 6 – $e_{(\omega)}^{(out-tf2)}(t)$, 7 – $e_{\Sigma(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf)}(t)$, 8 – $e_{(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf1)}(t)$,
- 9 – $e_{(\omega+\Omega_{sh})}^{(out-tf2)}(t)$.

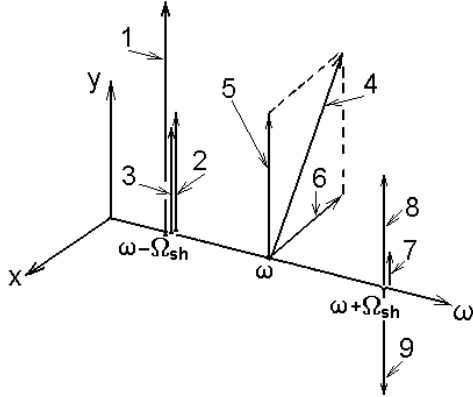


Рис. 2. Спектральный состав радиоволн, излучаемых ретранслятором

С помощью цифровой фильтрации будет выделяться одна частотная компонента, ее прохождение и будем исследовать далее. Она имеет вид

$$e_{\Sigma(\omega-\Omega_{sh})}^{(out-tf)}(t) = U_{\Sigma}^{(out-tf)} \times \cos\left[(\omega - \Omega_{sh})t + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} - \varphi_{sh}\right], \quad (10)$$

где $U_{\Sigma}^{(out-tf)} = \frac{1}{2}(M_{tf1} + M_{tf2}) \cdot U_{\Sigma}^{(in-tf)}$ – амплитуда спектральной компоненты сигнала, максимальная по величине.

После прохождения радиотрассы в обратном направлении и повторного отражения от объекта 6 (рис. 1) радиоволна возбуждает входной сигнал приемопередатчика, который имеет вид

$$\begin{aligned} e_{\Sigma}^{(in-r)}(t) &= e_{st}^{(in-r)}(t) + e_{fl}^{(in-r)}(t) = \\ &= U_{st}^{(in-r)} \cdot \cos\left[(\omega - \Omega_{sh})\left(t - \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c}\right) + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} - \varphi_{sh} + \varphi_{st}\right] + \\ &+ U_{fl}^{(in-r)} \cdot \cos\left[(\omega - \Omega_{sh})\left(t - \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c}\right) + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} - \varphi_{sh} + \varphi_{fl}\right] = \\ &= U_{\Sigma}^{(in-r)} \cdot \cos\left[(\omega - \Omega_{sh}) \cdot t - (\omega - \Omega_{sh}) \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c} + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-r)}\right], \quad (11) \end{aligned}$$

где

$$U_{\Sigma}^{(in-r)} = \sqrt{\left(U_{st}^{(in-r)}\right)^2 + \left(U_{fl}^{(in-r)}\right)^2 + 2 \cdot U_{st}^{(in-r)} \cdot U_{fl}^{(in-r)} \cdot \cos(\varphi_{st} - \varphi_{fl})}$$

– суммарная амплитуда,

$$\varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-r)} = \arctg\left(\frac{U_{st}^{(in-r)} \cdot \sin \varphi_{st} + U_{fl}^{(in-r)} \cdot \sin \varphi_{fl}}{U_{st}^{(in-r)} \cdot \cos \varphi_{st} + U_{fl}^{(in-r)} \cdot \cos \varphi_{fl}}\right)$$

– компонента фазового сдвига суммарного входного сигнала приемника, вызванная отражением от σ_{st} и

$$\sigma_{fl}, U_{st}^{(in-r)} = k_{sum1} \cdot U^{(out-tf)} \cdot \sqrt{\sigma_{st}}, U_{fl}^{(in-r)} = k_{sum1} \cdot U_{\Sigma}^{(out-tf)} \cdot \sqrt{\sigma_{fl}}$$

– амплитуды сигналов отраженных σ_{st} и σ_{fl} (рис. 1).

Входной сигнал миллиметрового диапазона нужно преобразовать к промежуточной частоте и усилить до уровня, при котором АЦП могут эффективно выполнять аналого-цифровое преобразование. В соответствии с функциональной схемой преобразование выполняется колебанием гетеродина (1). Преобразованный аналоговый сигнал имеет спектр, который представлен на рис. 2. Из этого спектра будет отфильтрована одна компонента на частоте $\omega_{pr} - \Omega_{sh}$. Она определяется формулой

$$e_{pr}(t) = U_{pr}(t) \cdot \cos\left[(\omega - \omega_{get} - \Omega_{sh}) \cdot t - (\omega - \Omega_{sh}) \times \frac{R_{tr} + R_{tf}}{c} + \varphi_{\Sigma}^{(in-tf)} + \varphi_{\Sigma\sigma}^{(in-r)} - \varphi_{get}\right], \quad (12)$$

где $U_{pr}(t)$ – амплитуда колебания на выходе полосового усилителя промежуточной частоты, $\omega_{get}, \varphi_{get}$ – круговая частота и начальная фаза колебаний гетеродина.

На выход опорного канала поступают колебания промежуточной частоты, которые не имеют такой задержки, как в канале входного сигнала. Однако промежуточная частота и начальная фаза содержатся в этом колебании.

По каналу передачи информации 5 передаются колебания генератора сдвига. АЦП для преобразования этого колебания находится в устройстве обработки и управления 15. Колебания генератора сдвига содержат круговую частоту и начальную фазу.

Таким образом, включенные в схему рис. 1 три канала с аналоговыми колебаниями содержат все параметры, необходимые для обработки входного сигнала ИРС. Все они определены приведенными формулами.

6. Цифровая обработка сигнала в измерительной ретрансляционной системе

Сигнал промежуточной частоты на всем измерительном интервале T_{izm} подвергается дискретизации, в этом виде он может быть записан [13]

$$s_{diskr}(t) = \sum_{k=0}^{k=N} s(k \cdot \tau) \cdot \delta(t - k \cdot \tau), \quad (13)$$

где τ – временной шаг – интервал между соседними дискретными точками измерений мгновенных значений напряжения; $N = T_{izm} / \tau$ – количество точек измерения на измерительном интервале; $\delta(t - k \cdot \tau)$ – дельта функция. Значения $s_{diskr}(t)$ записываются в динамический массив для дальнейшей цифровой обработки.

Аналогично подвергаются дискретизации колебания на выходе опорного канала и генератора сдвига ретранслятора. Массивы дискретных значений колебаний на выходе опорного канала и генератора сдвига получены в условиях, когда помеховые колебания практически отсутствуют. Поэтому параметры этих колебаний на интервале измерения ω_{pr} и φ_{get} , а также

Ω_{sh} и φ_{sh} могут быть получены без предварительной фильтрации, методами, рассмотренными в [15].

Обработка дискретного представления входного сигнала состоит в определении спектральной составляющей (12), которая содержит информацию о преобразованиях радиоволн на трассе распространения и в ретрансляторе. При числе отсчетов $N+1$ коэффициенты Фурье $a_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}$ и $b_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}$ спектральной составляющей с частотой $\omega-\Omega_{sh}$ дискретизированного сигнала можно выразить

$$\begin{aligned} a_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})} &= \frac{2}{N+1} \cdot \sum_{k=0}^N s_{\text{diskr}}(k\tau) \cdot \cos(\omega-\Omega_{sh})t, \\ b_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})} &= \frac{2}{N+1} \cdot \sum_{k=0}^N s_{\text{diskr}}(k\tau) \cdot \sin(\omega-\Omega_{sh})t. \end{aligned} \quad (14)$$

При этом спектральная составляющая с частотой ω имеет вид

$$e_{\text{filtr}}(t) = U_{\text{filtr}} \cos[(\omega-\Omega_{sh})t + \psi_{\text{filtr}}], \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned} U_{\text{filtr}} &= \sqrt{a_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}^2 + b_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}^2}, \\ \psi_{\text{filtr}} &= \arctg\left(\frac{b_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}}{a_{\text{diskr}(\omega-\Omega_{sh})}}\right). \end{aligned}$$

Фаза ψ_{filtr} будет содержать φ_{sh} , φ_t , φ_{get} . В аналоговых устройствах, в которых выполнялись аналогичные преобразования [2], исключение фазовых компонент φ_{sh} , φ_t , φ_{get} достигалось за счет применения нескольких аналоговых преобразователей частоты, которые имели частоты ω_{pr} , Ω_{sh} и соответствующие начальные фазы. В цифровом варианте эти операции заменяются алгебраическими операциями прибавления и вычитания фазовых компонент φ_{sh} , φ_t , φ_{get} из величины ψ_{filtr} .

7. Выводы

Анализ физических основ работы измерительных ретрансляционных систем, радиолокационных датчиков, методов преобразования радиосигналов и радиоволн позволяет сделать следующие выводы.

Предложена функциональная схема ретрансляционного измерителя супергетеродинного типа, основанная на фундаментальных положениях радиофизики, радиотехники и радиолокации и общепринятых методах обработки сигналов. Отличие этой схемы от известной ранее [2] состоит в наличии блоков, необходимых для: реализации супергетеродинного метода преобразования сигнала (гетеродин, смеситель и полосовой усилитель опорного канала); выполнения аналогово-цифрового преобразования принятого и опорного сигналов (соответствующие АЦП).

Предложено математическое описание процессов преобразования сигналов и радиоволн для ранее не исследованных случаев работы измерительной ретрансляционной системы по совокупности стабильного и

флуктуирующего отражателей, которое может применяться при компьютерном моделировании данной системы, работающей в зоне Фраунгофера. Показано, что амплитуда и фаза сигнала, принятого ретранслятором, определяются величинами ЭПР и фаз отражения от стабильного и флуктуирующего отражателей; выражения для них совпадают с известным радиолокационным случаем. Амплитуда и фаза колебания, принимаемого антенной приемника, определяются теми же параметрами, но степень их влияния увеличивается за счет двукратного прохождения сигналом радиотрассы. Оценка степени этого влияния является предметом дальнейших исследований.

Сочетание методов аналоговой и цифровой обработки сигналов измерительной ретрансляционной системы супергетеродинного типа позволяет использовать диапазон миллиметровых волн, выполнить переход к цифровой форме информации. Это переносит основной объем обработки сигнала на численные методы и обеспечивает повышение точности работы ретрансляционного измерителя за счет более эффективного подавления боковой компоненты спектра принятого сигнала.

Литература

1. Величко, А. Ф. Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией [Текст] / А. Ф. Величко, Д. А. Величко // К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 1998. – Т. 41, № 11. – С. 3–12.
2. Величко, А. Ф. Фазовые соотношения и способ снижения погрешностей измерения многочастотных ретрансляционных систем [Текст] / А. Ф. Величко, Д. А. Величко, И. В. Курбатов // К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2005. – № 5. – С. 57–67.
3. Величко, А. Ф. Характеристики отраженного сигнала при ретрансляционном методе и ограниченном подавлении боковых компонент спектра [Текст] / А. Ф. Величко, Д. А. Величко // К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2000. – Т. 43, № 3. – С. 11–20.
4. Величко, А. Ф. Линеаризация зависимости фазового набега от дальности при отклонениях фазовых характеристик каналов ретранслятора [Текст] / А. Ф. Величко, Д. А. Величко, Е. В. Харченко // К.: Известия вузов «Радиоэлектроника». – 2011. – № 2. – С. 34–43.
5. Величко, А. Ф. Селекция сигнала и определение фазового набега радиоволны цифровыми методами в ретрансляционных системах диагностики [Текст] / А. Ф. Величко, Д. А. Величко, Е. И. Вдовиченко // Радиотехника. – 2011. – Вып. 165. – С. 258–267.
6. Хеерман, Д. В. Методы компьютерного эксперимента в теоретической физике [Текст] / Д. В. Хеерман; пер. с англ.; под ред. С. А. Ахманова. – М.: Наука, 1990. – 176 с.
7. Биндер, К. Моделирование методом Монте-Карло в статистической физике [Текст] / К. Биндер, Д. В. Хеерман; пер. с англ. В. Н. Задкова. – М.: Наука. Физматлит, 1995. – 144 с.
8. Борн, М. Основы оптики [Текст] / М. Борн, Э. Вольф; пер. с англ.; изд. 2-е, испр. – М.: Изд-во «Наука», 1973. – 720 с.

9. Special Issue on Radar Reflectivity [Text] / Proc. IEEE. –1965. – Vol. 53, Issue 8. – P. 769–1168.
10. Laybros, S. The “Very-Near-Field” Region of Equiphase Radiating Apertures [Text] / S. Laybros, P. F. Combes, H. J. Mametsa // IEEE Antennas and Propagation Magazine. – August 2005. – Vol. 47, Issue 4. – P. 50–66. doi: 10.1109/map.2005.1589874
11. Справочник по радиолокации. Т. 1. Основы радиолокации [Текст] / пер. с англ.; под ред. М. Скольника. – М.: Сов. радио, 1976. – 456 с.
12. Справочник по радиолокации. Т. 3. Радиолокационные устройства и системы [Текст] / пер. с англ.; под ред. М. Скольника. – М.: Сов. радио, 1979. – 528 с.
13. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / Б. Голд, Ч. Рэйдер; пер. с англ.; под ред. А. М. Трахтмана. – М.: Сов. радио, 1973. – 360 с.
14. Хемминг, Р. В. Численные методы для научных работников и инженеров [Текст] / Р. В. Хемминг; изд. 2-е, испр. – М.: Наука. Физматлит, 1972. – 400 с.
15. Бендат, Дж. Прикладной анализ случайных данных [Текст] / Дж. Бендат, А. Пирсол; пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

Розглянуто актуальність створення нового методу оцінки хімічного складу дихальної проби людини з метою виявлення патологічних станів серцево-судинної системи. Проаналізовано результати використання газоаналітичного програмно-апаратного комплексу за допомогою ROC-аналізу, який розрахував граничні фактори та їхні значення можливого настання ішемічної хвороби серця та стенозу мітрального клапану

Ключові слова: газоаналітичний комплекс, дихальна проба, хімічний склад видих, ROC-аналіз

Рассмотрена актуальность создания нового метода оценки химического состава дыхательной пробы человека с целью выявления патологических состояний сердечно-сосудистой системы. Проанализированы результаты использования газоаналитического программно-аппаратного комплекса с помощью ROC-анализа, который рассчитал предельные факторы и их значение возможного наступления ишемической болезни сердца и стеноза митрального клапана

Ключевые слова: газоаналитический комплекс, дыхательная проба, химический состав выдох, ROC-анализ

УДК 621.6.021
DOI: 10.15587/1729-4061.2015.40063

РЕЗУЛЬТАТИ ВИКОРИСТАННЯ ГАЗОАНАЛІТИЧНОГО ПРОГРАМНО- АПАРАТНОГО КОМПЛЕКСУ З МЕТОЮ ОЦІНКИ СЕРЦЕВО-СУДИННИХ ЗАХВОРЮВАНЬ

В. С. Якимчук

Інженер

Кафедра біомедицинської інженерії
Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут»
пр. Перемоги, 37, м. Київ, Україна, 03056
E-mail: viktoria.iakymchuk@gmail.com

1. Вступ

З [1] відомо, що видих людини у нормі містить в собі суміш близько зі 600 летючих сполук. Спектр речовин, сліди яких визначаються в дихальних пробах, розпочинається з двоатомних молекул типу водню (H₂), окису вуглецю (CO) [2] та оксид азоту (NO) [3–5] і закінчується багатоатомними аліфатичними та ароматними вуглеводами. Вивчення газообміну людини, в тому числі аналізу хімічного складу повітря, що видихається, відкриває широкий спектр досліджень. В даному напрямку наукових досліджень знаходять використання різні інструментальні підходи з достатньо широким спектром аналітичних характеристик. Це зумовлено багатьма факторами:

- різновид речовин, які можуть служити за біомаркери;
 - відмінність їхніх фізико-хімічних властивостей;
 - відмінність діапазону їхніх концентрацій в повітрі, що видихається;
 - різноманітність механізмів їхньої продукції, транспорту та виділення;
 - різноманітність досліджених біологічних об'єктів, фізіологічних станів, захворювань, патологічних і фармакологічних процесів;
 - різноманітність спектру можливих впливів токсичного й терапевтичного характеру на організм людини.
- Методи, які використовуються в конкретних дослідженнях, обираються таким чином, щоб їхні аналітичні можливості відповідали вирішенню поставленої діагностичної задачі та її специфіки.