

УДК 621.396.23

А.Ф. Величко, С.А. Величко

Институт радиопроизводственной электроники имени А.Я. Усикова НАН Украины, Харьков

ОБРАБОТКА ПАКЕТНЫХ ЗОНДИРУЮЩИХ ЧМ СИГНАЛОВ В РЕТРАНСЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Рассмотрены соотношения для спектральных компонент ЧМ сигналов измерительных ретрансляционных систем диагностики. Выполнен анализ основных свойств четных и нечетных гармоник в спектре принятого сигнала. Получены соотношения для спектральных компонент эталонного сигнала, параметры которого необходимы при цифровой обработке. Определен способ формирования колебаний, которые предназначены для исключения фазовых добавок, вызванных вспомогательными колебаниями. Определены основные источники заполнения цифровых массивов данными о сигналах на интервалах времени, когда сигнал имеет фиксированные характеристики одной из составных частей используемого пакета.

Ключевые слова: сигналы, фаза, спектр, ретрансляционная система, эффективная поверхность рассеяния.

Введение

Совершенствованию радиотехнических систем (РТС), предназначенных для дистанционной диагностики технологических процессов, всегда уделялось большое внимание в связи с быстрым развитием производства и необходимостью совершенствования контроля новой, обладающей более высокими качествами продукции. Обычно такие средства диагностики используются на небольших удалениях от контролируемых объектов и процессов. Для работы на небольших расстояниях были предложены и разработаны измерительные ретрансляционные системы (ИРС) [1], в которых извлечение информации усиливается за счет двойного распространения и двойного отражения радиоволны от контролируемого объекта, кроме того интенсивно подавляются помеховые отражения от окружающих посторонних объектов. Как правило, в таких системах информационным параметром является набег фазы на пути распространения радиоволны. ИРС обладают повышенной точностью измерения и пространственной направленностью.

В настоящее время совершенствование радиосистем может осуществляться за счет применения потоковых технологий с пакетной обработкой данных. Эти идеи внедрены и показали хорошие результаты, например, в LTE – Long Term Evolution. Подобные технологии, но с ограниченными пакетами характеристик в измерительных РТС начали использоваться давно. Отметим расширение диапазона однозначного измерения за счет использования зондирования на разных частотах [2]. Этот способ постоянно совершенствуется, развивается математический аппарат обработки сигналов и область их применения [3, 4]. Были разработаны многочастотные ИРС, использующие непрерывный, немодулированный сигнал [5]. Однако более сложные режимы работы ретрансляционной системы [6], использование слож-

ных сигналов, которые имеют частотную модуляцию (ЧМ) и изменение функционирования каналов не исследовался. Следует отметить, что применение сигнала с ЧМ в ИРС позволяет повысить подавление паразитного прохождения волн между приемопередатчиком и ретранслятором, получить более равномерную зависимость амплитуды от дальности до контролируемого объекта и использовать значение фазового набега на частоте модуляции [1]. Кроме того, в настоящее время началось использование цифровых технологий в ИРС, которые позволяют значительно усовершенствовать обработку сигнала.

Одним из самых значительных препятствий на таком пути развития ИРС является отсутствие комплексного описания преобразований сложных сигналов, в частности, ЧМ сигналов в условиях двойного прохождения радиотрассы и двойного отражения от контролируемого объекта. Использование в ИРС миллиметровых волн требует проводить исследования как аналоговых так и цифровых преобразований. Для их анализа необходимо иметь математическое описание спектральных компонент сигнала на разных этапах работы системы. Соотношения для представления сигнала ИРС в виде сумм спектральных компонент могут быть получены на основе экспоненциальной производящей функции [7,8]. Они могут применяться как для обработки сигнала, так и при моделировании работы ИРС.

Цель данной статьи – получить математическое описание спектральных компонент и преобразований пакетов ЧМ сигналов измерительной ретрансляционной системы с различными параметрами на основе экспоненциальной производящей функции и связанных с ней рядов, определить основные источники, содержащие данные о параметрах сигналов и аппаратуры, которые используются на интервале времени, когда сигнал имеет фиксированные характеристики.

1. Основные расчетные соотношения

В работе используются следующие предположения и упрощения. Во всем спектральном диапазоне зондирующей радиоволны в течение единичного интервала измерения T_{unit} радиофизические параметры контролируемого объекта предполагаются постоянными, воздействия на радиоволну условий распространения не меняются, интервал корреляции входных шумов приемопередатчика и ретранслятора превышает T_{unit} . При этом можно воспользоваться методами статистической теории измерительных систем [9], разработанными для случаев, когда на единичном интервале измерения T_{unit} не происходит изменений контролируемого параметра либо этими изменениями можно пренебречь. Отсюда следует, что весь пакет измерений должен быть короче T_{unit} . С целью упрощения будем рассматривать ИРС, у которой единичный интервал T_{unit} разделен на одинаковые отрезки времени ΔT , $n \cdot \Delta T = T_{unit}$. Излучение i -го ЧМ колебания $e_{e_i}(t)$ происходит внутри отрезка времени

$$i \cdot \Delta T + \tau_\phi < t \leq (i + 1)\Delta T - \tau_c, \quad (1)$$

где τ_ϕ , τ_c – время установления и затухания i -го колебания соответственно, $\tau_\phi \approx \tau_c \ll \Delta T$.

Функциональная схема ретрансляционной системы, в которой может быть реализована работа с сигналом, удовлетворяющим формуле (1), приведена на рис. 1, на которой обозначены блоки: 1 – приемопередатчик, 2 – ретранслятор, 3, 4 – антенны приемопередатчика и ретранслятора соответственно, 5 – контролируемый объект, эффективная поверхность рассеяния которого ЭПР = σ .

Приемопередатчик 1 содержит: 6 – генератор, который последовательно излучает ЧМ сигналы, 7 – направленный ответвитель, 8 – циркулятор, 9, 14 – СВЧ смесители, 10, 15 – полосовые усилители, 11, 16, 17 – аналого-цифровые преобразователи (АЦП), 12 – устройство обработки сигналов и управления работой системы, 13 – блок задержки, 18 – блок управления фазой СВЧ сигнала.

Ретранслятор 2 содержит: 19 – разветвитель – сумматор, 20 – СВЧ фазосдвигатель, 21, 22 – управляемые рефлекторы СВЧ сигнала, 23 – фазосдвигатель низкой частоты, 24 – генератор сдвига. Ретранслятор передает колебания сдвига по кабелю 25 в АЦП 17 приемопередатчика 1.

Как видно из функциональной схемы ИРС, входной сигнал приемопередатчика 1 и канал опорного сигнала, состоящий из блока задержки 13, смесителя 14, полосового усилителя 15 используют гомодинное преобразование частью излучаемой мощности.

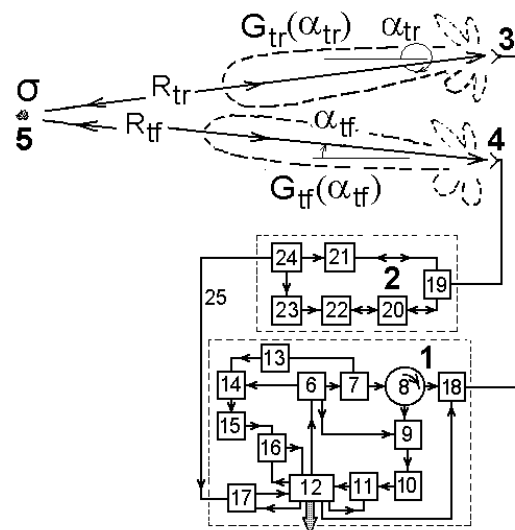


Рис. 1. Функциональная схема ИРС

При принятых условиях пакетный сигнал, подводимый к излучателю антенны $e_e(t)$, имеет вид

$$e_e(t) = \begin{cases} U_{e_0} \cos[\omega_{e_0} t + \phi_{e_0} + \phi_{add_0} + m_0 \cos(\Omega_{m_0} t + \phi_{m_0})], & 0 + \tau_\phi < t \leq \Delta T - \tau_c, \\ \dots\dots\dots \\ U_{e_i} \cos[\omega_{e_i} t + \phi_{e_i} + \phi_{add_i} + m_i \cos(\Omega_{m_i} t + \phi_{m_i})], & i \cdot \Delta T + \tau_\phi < t \leq (i + 1)\Delta T - \tau_c, \\ \dots\dots\dots \\ U_{e_{n-1}} \cos[\omega_{e_{n-1}} t + \phi_{e_{n-1}} + \phi_{add_{n-1}} + m_{n-1} \cos(\Omega_{m_{n-1}} t + \phi_{m_{n-1}})], & (n - 1) \cdot \Delta T + \tau_\phi < t \leq n\Delta T - \tau_c, \end{cases} \quad (2)$$

где U_{e_i} , ω_{e_i} , ϕ_{e_i} , m_i , Ω_{m_i} , ϕ_{m_i} – амплитуда, круговая частота, начальная фаза, индекс модуляции, круговая частота модуляции, начальная фаза модуляции i -го излучаемого колебания соответственно, ϕ_{add_i} – дополнительная фаза СВЧ колебания, которая переключается и остается постоянной на интервале времени ΔT .

С целью упрощения формул изменение фазы при преобразовании электрического колебания (2) облучателем антенны 3 в радиоволну принято равным нулю. При обратном преобразовании радиоволны в радиосигнал это изменение также принято нулевым. Изменения фазы при преобразовании радиоволны, принятой антенной ретранслятора 4, а также при преобразовании ретранслируемого сигнала в радиоволну также считаем равными нулю. В реальных измерительных системах изменение фазы

при преобразовании электрического колебания облучателем антенны в радиоволну и при обратном преобразовании будет зависеть от конструкции СВЧ узлов и параметров СВЧ колебания. Очевидно, что при условии, когда амплитудные и фазочастотные характеристики сигналов, представленные уравнениями (2), остаются постоянными в одной и той же используемой системе, их значения могут быть введены в поля данных программы обработки. Программное обеспечение при этом практически не усложняется. Однако введение таких параметров в уравнение (2) сделает его более громоздким.

Необходимо отметить следующую особенность работы ИРС, которая будет использоваться при обработке. Контролируемый объект обычно располагается на небольших дальностях от ИРС, время распространения радиоволны от приемопередатчика к объекту, далее к ретранслятору и затем в обратном направлении не превышает 200нс. При этом время действия *i*-го сигнала (2) может составлять 10 мкс и более, относительное смещение излучаемого и принятого сигнала оказывается незначительным. При принятых упрощениях параметры сигналов могут считаться постоянными, а сами сигналы могут заменяться сформированными колебаниями, которые можно смещать на время задержки.

Рассмотрим случай контроля точечного объекта в зоне Фраунгофера. В этом случае *i*-ое колебание, которое поступит на вход ретранслятора, будет иметь вид

$$e_{s_i}^{(tf-inp)}(t) = U_{s_i}^{(tf-inp)} \cos \left\{ \omega_{e_i} (t - t_s) + \varphi_{e_i} + \varphi_{add_i} + \varphi_o + m_i \cos \left[\Omega_{m_i} (t - t_s) + \varphi_{m_i} \right] \right\}, \quad (3)$$

где $U_{s_i}^{(tf-inp)} = U_e \cdot k_1 \frac{G_{tr}^{e(t)}(\alpha_{tr}) G_{tf}^{e(t)}(\alpha_{tf}) \sqrt{\sigma}}{R_{tr} R_{tf}}$ – амплитуда входных СВЧ колебаний ретранслятора, $G_{tr}^{e(t)}(\alpha_{tr})$, $G_{tf}^{e(t)}(\alpha_{tf})$ – выигрыш антенн приемопередатчика и ретранслятора по амплитуде, α_{tr} , α_{tf} отклонение по углу от направления максимального усиления антенн от направления на контролируемый объект, k_1 – коэффициент пропорциональности, зависящий от технических параметров РТС, $t_s = (R_{tr} + R_{tf})/c$ – время запаздывания сигнала, φ_o – изменение фазы при отражении от объекта. Значения σ и φ_o приняты постоянными на интервале T_{unit} . Параметры аппаратуры заносятся в поля данных программы обработки сигнала с учетом характеристик каждого *i*-го колебания пакета уравнений (2).

Пусть преобразование сигналов в ретрансляторе будет осуществляться за счет двух каналов как и

в [1], пусть в каналах ретранслятора применяется амплитудная модуляция принятого сигнала путем изменения коэффициента отражения рефлекторов 21 и 22. Модулирующие колебания имеют вид

$$\begin{aligned} e_{sh1_i}(t) &= U_{sh1_i} \cdot \cos(\Omega_{sh1_i} t + \varphi_{sh1_i}), \\ e_{sh2_i}(t) &= U_{sh2_i} \cdot \cos(\Omega_{sh1_i} t + \varphi_{sh1_i} + \pi/2), \end{aligned} \quad (4)$$

где U_{sh1_i} , U_{sh2_i} – амплитуды модулирующих колебаний, Ω_{sh1_i} и φ_{sh1_i} – круговая частота и начальная фаза колебания сдвига. В этом случае с помощью схемы, представленной на рис. 1, можно реализовать давно используемый способ формирования сигнала, у которого подавлена одна боковая полоса [10].

Рассмотрим идеальное преобразование, когда коэффициенты амплитудной модуляции ($M_{sh1_i} = M_{sh2_i} = M_{sh_i}$) в двух каналах абсолютно одинаковы, коэффициент передачи СВЧ колебаний в прямом и обратном направлении к управляемым рефлекторам 21 и 22 одинаков и амплитуды СВЧ колебаний на выходе каналов ретранслятора $U_{s1_i}^{(tf-out)} = U_{s2_i}^{(tf-out)}$, фазовый сдвиг в СВЧ фазосдвигателе 20 точно равен $\pi/4$, в низкочастотном фазосдвигателе 23 сдвиг равен точно $\pi/2$.

После модуляции в каналах ретранслятора СВЧ колебания проходят обратный путь к разветвителю – сумматору 19, к антенне 4. Затем ретранслированные радиоволны облучают объект, после отражения от которого поступают в антенну 3 приемопередатчика. На этом пути происходит запаздывание, которое равно запаздыванию на прямом пути. Изменение фазы при отражении от объекта и изменение амплитуды каждой составляющей также остаются прежними. Суммарное колебание, поступающее на вход приемопередатчика 1, можно выразить, используя экспоненциальную производящую функцию и связанные с ней ряды [8, 9], в виде вещественной части двух комплексных сумм. В этом случае входной сигнал выражается в виде суммы спектральных компонент

$$\begin{aligned} e_{\Sigma}^{(tr-inp)}(t) &= U_{s_i}^{(tr-inp)} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m_i) \times \right. \\ &\times \exp j \left[(\omega_{e_i} - k\Omega_{m_i}) t - (\omega_{e_i} - k\Omega_{m_i}) 2t_s + \right. \\ &+ \varphi_{e_i} + 2\varphi_{add_i} + 2\varphi_o - k(\varphi_{m_i} + \pi/2) - \pi/4 \left. \right] \left. \right\} + \\ &+ U_{s_i}^{(tr-inp)} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(m_i) \cdot \exp j \left[\varphi_{e_i} + 2\varphi_{add_i} + \right. \right. \\ &+ (\omega_{e_i} - k\Omega_{m_i} - \Omega_{sh1_i}) t - \omega_{e_i} 2t_s + 2\varphi_o + \\ &+ \Omega_{sh1_i} t_s - \varphi_{sh1_i} + k(\Omega_{m_i} 2t_s - \varphi_{m_i} - \pi/2) \left. \right] \left. \right\}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{где } U_{s_i}^{(tr-inp)} = U_{e_i} \cdot k_1^2 \frac{\left[G_{tr}^{e(t)}(\alpha_{tr}) \cdot G_{tf}^{e(t)}(\alpha_{tf}) \right]^2 \sigma}{R_{tr}^2 R_{tf}^2},$$

$U_{s_i_mod}^{(tr-inp)} = M_{sh_i} \cdot U_{s_i}^{(tr-inp)}$ – амплитуды входных СВЧ колебаний первой и второй сумм соответственно, $J_k(m_i)$ – функция Бесселя первого рода k -го порядка. Первая сумма не содержит никаких параметров колебания сдвига, во второй его влияние присутствует. Это важное обстоятельство по следующей причине.

Одним из главных достоинств ИРС является способность выделять полезный сигнал на фоне отражений от окружающих контролируемый объект предметов [1]. Достигается это за счет селекции спектральных компонент принятого сигнала, которые сдвинуты по частоте на величину Ω_{sh_i} . Эта селекция должна сохраниться и во вновь создаваемых ИРС, так как помеховые отражения от посторонних предметов в производственных помещениях практически полностью подавляют возможность выполнения точных измерений. Поэтому в ИРС первая сумма спектральных компонент входного сигнала (5) будет подавляться. Далее будет анализироваться только вторая сумма компонент уравнения (5).

В ретрансляционной системе, как правило, используются колебания миллиметрового диапазона волн. Оцифровке таких входных сигналов препятствует не только низкий уровень, но и высокая несущая частота. Поэтому применяется преобразование входного сигнала и его усиление. Для преобразования используется наиболее простой способ – преобразование частью излучаемого на временном интервале колебания, внутри которого присутствует только одна строка пакета (2).

Результат преобразования принятого сигнала излучаемым будет содержать две группы спектральных составляющих, одна из которых располагается в районе удвоенной несущей i -го сигнала из пакета (2). Как отмечалось ранее, эта группа подавляется. Вторая группа имеет вид

$$e_{pr}(t) = U_{pr} \times \times \text{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(z) \exp \left[-j \left[(k\Omega_{m_i} - \Omega_{sh_i}) t - \omega_{e_i} 2t_s + (6) \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + k(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_s) + 2\varphi_{add_i} + 2\varphi_o - \varphi_{sh_i} + \Omega_{sh_i} t_s \right] \right\},$$

где $z = 2m_i \sin(\Omega_{m_i} t_s)$.

Рассмотрим отдельные гармоники преобразованного колебания, выраженные через тригонометрические функции.

При k положительном, четном и нечетном, спектральная компонента имеет вид

$$e_{pr}^{(low)}(t) = U_{pr} \cdot J_k(z) \cos \left[(k\Omega_{m_i} - \Omega_{sh_i}) t - \omega_{e_i} 2t_s + (7) \right. \\ \left. + k(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_s) + 2\varphi_{add_i} + 2\varphi_o - \varphi_{sh_i} + \Omega_{sh_i} t_s \right],$$

она смещена вниз от гармоники модуляции $k\Omega_{m_i}$.

При k отрицательном и четном спектральная компонента выражается формулой

$$e_{pr}^{(up)}(t) = U_{pr} J_k(z) \cos \left[(k\Omega_{m_i} + \Omega_{sh_i}) t + \omega_{e_i} 2t_s + (8) \right. \\ \left. + k(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_s) - 2\varphi_{add_i} - 2\varphi_o + \varphi_{sh_i} - \Omega_{sh_i} t_s \right],$$

она смещена вверх от гармоники модуляции $k\Omega_{m_i}$.

При k отрицательном и нечетном спектральная компонента имеет вид

$$e_{pr}^{(up)}(t) = U_{pr} J_k(z) \cos \left[(k\Omega_{m_i} + \Omega_{sh_i}) t + \omega_{e_i} 2t_s + (9) \right. \\ \left. + k(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_s) - 2\varphi_{add_i} - 2\varphi_o + \varphi_{sh_i} - \Omega_{sh_i} t_s + \pi \right].$$

Как видно из приведенного соотношения, при нечетном и отрицательном k появляется фазовый сдвиг π относительно компоненты при отрицательном и четном k . Поскольку используемая гармоника выбирается при создании системы, указанное фазовое отличие может компенсироваться при цифровой обработке даже при смене выбранных гармоник, записанных в разных строках одного пакета (2).

Спектр суммарного принятого и преобразованного сигнала в области нескольких гармоник модуляции показан на рис.2. Нужно отметить, что спектральные составляющие на частоте гармоник модуляции показаны условно, их величина будет зависеть не только от спектральных составляющих той части, которая не рассматривалась, но и от рассеяния посторонними объектами в месте измерения. Спектральные составляющие на этих частотах в ИРС подавляются.

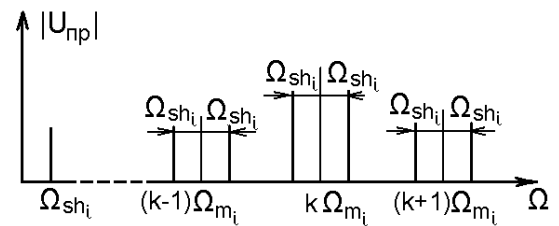


Рис. 2. Спектр преобразованного сигнала

Анализ фаз спектральных компонент принятого и преобразованного сигнала показывает, что в них содержатся значения начальных фаз, линейно изменяющиеся набеги и другие величины, которые необходимо отделить от информационных параметров – набегов фаз сигналов, отраженных контролируемыми объектами, на несущей частоте, на частоте модуляции и разностях частот, которые относятся к разным строкам пакета. Для выполнения таких процедур необходимы параметры колебаний разных

блоков ИРС на каждом i -м временном интервале измерения. Отметим, что начальные фазы φ_{e_i} СВЧ колебаний в каждой строке уравнения (2) были исключены при преобразовании входного сигнала частью излучаемого. При этом также произошло исключение линейного набега фазы $\omega_{e_i} t$ на несущей частоте. Поскольку время запаздывания входного сигнала относительно изучаемого ИРС, как уже отмечалось, весьма мало, погрешностями обнуления этих двух величин можно пренебречь.

Рассмотрим получение информации о параметрах модуляции излучаемого колебания. Использование для оцифровки колебания, которое подается на управляющий элемент, может привести к погрешностям в определении начальной фазы φ_{m_i} в i -й строке уравнения (2). Поэтому информация снимается с СВЧ колебания, которое направляется на излучение, с помощью специального канала, включающего блок задержки 13, смеситель 14, полосовой усилитель 15. СВЧ колебание, поступающее через блок задержки на вход смесителя 14 можно выразить в виде вещественной части двух комплексных сумм, как и при составлении уравнения (5). В данном случае, отбрасывая, как и ранее, составляющие с удвоенной частотой, имеем сумму спектральных компонент преобразованного сигнала на выходе эталонного канала

$$e_{et}^{(pr)}(t) = U_{et}^{(pr)} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=-\infty}^{\infty} J_k(z_{et}) \times \right. \quad (10)$$

$$\left. \times \exp j \left[k\Omega_{m_i} t + k \left(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_{e_i} / 2 \right) - \omega_{e_i} t_{e_i} \right] \right\},$$

где $z_{et} = 2m_i \sin(\Omega_{m_i} t_{e_i} / 2)$, t_{e_i} – время запаздывания сигнала в эталонном канале, $U_{et}^{(pr)}$ – амплитуда немодулированного, преобразованного сигнала. Отметим, что при $t_{e_i} = 0$ функции $J_k(z_{et}) = 0$ при $|k| \geq 1$ и гармоники модулирующего колебания на выходе полосового усилителя 15 (см. рис. 1) будут подавлены.

Аналоговый способ получения эталонного колебания на нулевой промежуточной частоте совершенно одинаков и для входного устройства приемопередатчика и для эталонного канала. Его недостаток – не определяется текущее значение несущей частоты СВЧ колебания. Проанализируем гармоники полученной суммы компонент (10) и запишем их через тригонометрические функции.

При k положительном, четном и нечетном, гармоника имеет вид

$$e_{et}^{(pr)}(t) = U_{et}^{(pr)} J_k(z_{et}) \cos \left[k\Omega_{m_i} t + \right. \quad (11)$$

$$\left. + k \left(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_{e_i} / 2 \right) - \omega_{e_i} t_{e_i} \right].$$

При k отрицательном и четном спектральная компонента выражается формулой

$$e_{et}^{(pr)}(t) = U_{et}^{(pr)} J_k(z_{et}) \cos \left[k\Omega_{m_i} t + \right. \quad (12)$$

$$\left. + k \left(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_{e_i} / 2 \right) + \omega_{e_i} t_{e_i} \right].$$

При k отрицательном и нечетном спектральная компонента выражается формулой

$$e_{et}^{(pr)}(t) = U_{et}^{(pr)} \cdot J_k(z_{et}) \cdot \cos \left[k\Omega_{m_i} t + \right. \quad (13)$$

$$\left. + k \left(\varphi_{m_i} - \Omega_{m_i} t_{e_i} / 2 \right) + \omega_{e_i} t_{e_i} + \pi \right].$$

Сопоставление формул (11) и (13) показывает, что указанные спектральные составляющие имеют одинаковые частоты и почти полностью противофазны. В результате на выходе полосового усилителя 15 (см. рис. 1) колебания спектральных компонент на нечетных гармониках будут отсутствовать.

Сопоставление формул (11) и (12) позволяет отметить, что при k четных гармоники имеют одинаковые частоты, их фазы отличаются на небольшую величину $2\omega_{e_i} t_{e_i}$. В результате после сложения сумма в усилителе обратится в 0. Величина фазового набега за счет частоты модуляции $k\Omega_{m_i} t_{e_i} / 2$ будет малой, так как задержка в блоке 13 мала и ею можно будет пренебречь. Поэтому фазу выделенного и оцифрованного колебания можно будет считать равной

$$\Phi_{et} \cong k\Omega_{m_i} t + k\varphi_{m_i}. \quad (14)$$

Полученный из АЦП 16 (см. рис. 1) массив мгновенных значений эталонного колебания может быть с помощью процедур Гильберта [11] преобразован в функции огибающей и фазы. Этого достаточно для выполнения с помощью цифровых процедур преобразований, которые выполнялись в [1] аналоговыми устройствами.

Работа на нечетных гармониках спектра ЧМ колебания возможна, если вычислительные процедуры усложнить. В этом случае можно использовать то обстоятельство, что входной сигнал приемопередатчика смещен по частоте на Ω_{sh_i} в разные стороны от частоты гармоники модуляции и спектральные составляющие всех гармоник присутствуют в принятом сигнале. Однако нечетные гармоники эталонного сигнала придется получать за счет усложнения вычислительных процедур.

Параметры колебания сдвига оцифровываются с помощью АЦП 17 (см. рис. 1). В настоящее время используемые колебания находятся в радиочастотном диапазоне, поэтому трудности оцифровки и получения текущих параметров $\Omega_{sh_i}, \Omega_{sh_i} t, \varphi_{sh_i}$ на интервале i -й строки уравнения (2) отсутствуют.

Анализ уравнений (5), (6) показывает, что все параметры и характеристики, которые присутствуют в принятом сигнале, определяются предлагаемой системой получения данных. Процедуры и функции цифровой обработки информации, полученной от ИРС, могут использовать в качестве прототипов методы аналоговых преобразований и выделения информации [1].

Выводы

Получены основные соотношения для спектрального состава сигналов с гармонической частотной модуляцией при использовании двойного прохождения радиотрассы и двойного отражения от контролируемого объекта.

Определены основные особенности использования четных и нечетных гармоник в спектре принятого сигнала.

Получены соотношения для спектральных компонент эталонного сигнала, параметры которого необходимы при цифровой обработке.

Определен путь формирования колебаний, которые предназначены для исключения фазовых добавок, вызванных модулирующим и сдвиговым колебаниями, при цифровой обработке.

Определены основные источники заполнения цифровых массивов данными о сигналах на интервалах времени, когда сигнал имеет фиксированные характеристики одной из составных частей используемого пакета.

Список литературы

1. Величко А.Ф. Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией / А.Ф. Величко, Д.А. Величко // Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». – 1998. – Т. 41, № 11. – С. 3-12.

2. Скольник М. Введение в технику радиолокационных систем / Пер. с англ. под ред. К.Н. Трофимова. – М.: Мир, 1965. – 747 с.

3. Liubchuk V. Application of the Multi-frequency Phase Method of Ranging to Mani Objects for Construction of Penetrating Radar / V. Liubchuk, A. Kulimnik, S. Horyashchenko // International Symposium (IRS – 2013), Dresden, Germany, 19 – 21 May, 2013. – P. 835-840.

4. Шинкарук О.Н. Многочастотный фазовый метод измерения дальностей / О.Н. Шинкарук, В.Р. Любчик, М.О. Лантвойт // Приборы и методы измерений. – 2014. – № 2 (9). – С. 81-87.

5. Величко А.Ф. Фазовые соотношения и способ снижения погрешностей измерения многочастотных ретрансляционных систем / А.Ф. Величко, Д.А. Величко, И.В. Курбатов // Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». – 2005. – Т. 48, № 5. – С. 57-67.

6. Величко Д.А. Влияние характеристик ретранслятора на зависимость фазы выходного сигнала измерителя от расстояния до контролируемого рефлектора / Д.А. Величко // Радиотехника. – 2010. – Вып. 160. – С. 228-236.

7. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовица и И. Стигана. – М.: Наука, 1979. – 832 с.

8. Корн Г. Справочник по математике (для научных работников и инженеров) / Г.Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1974. – 832 с.

9. Фалькович С.Е. Статистическая теория измерительных радиосистем / С.Е. Фалькович, Э.Н. Хомяков. – М.: Радио и связь, 1981. – 287 с.

10. Верзунов М.В. Однополосная модуляция / М.В. Верзунов, И.В. Лобанов, А.М. Семенов. – М.: Гос. изд. литературы по вопросам связи и радио, 1962. – 299 с.

11. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных / Дж. Бендат, А. Пирсолл; пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

Поступила в редколлегию 5.01.2016

Рецензент: д-р техн. наук проф. О.И. Сухаревский, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ОБРОБКА ПАКЕТНИХ ЗОНДУВАЛЬНИХ ЧМ СИГНАЛІВ У РЕТРАНСЛЯЦІЙНИХ СИСТЕМАХ ТЕХНІЧНОЇ ДІАГНОСТИКИ

А.Ф. Величко, С.А. Величко

Розглянуті співвідношення для спектральних компонентів ЧМ сигналів вимірювальних ретрансляційних систем діагностики. Виконаний аналіз основних властивостей парних і непарних гармонік у спектрі прийнятого сигналу. Отримані співвідношення для спектральних компонентів еталонного сигналу, параметри якого необхідні при цифровій обробці. Визначений спосіб формування коливальних, які призначені для виключення фазових добавок, викликаних допоміжними коливаннями. Визначені основні джерела заповнення цифрових масивів даними про сигнали на інтервалах часу, коли сигнал має фіксовані характеристики однієї зі складових частин використовуваного пакета.

Ключові слова: сигнали, фаза, спектр, ретрансляційна система, ефективна поверхня розсіювання.

PROCESSING OF PACKAGED RADAR PROBING FM SIGNALS FOR RETRANSLATION SYSTEMS IN TECHNICAL DIAGNOSTIC

A.F. Velichko, S.A. Velychko

The relationships for the spectral components of FM signals of the diagnostics retranslation systems are obtained. Analysis of basic properties of odd and even harmonics in the spectrum of the received signal are produced. The relationships for the spectral component of the reference signal are received, the parameters of which are necessary for digital processing. The method of formation of oscillations, which are intended to exclude phase additions, caused by auxiliary fluctuations is determined. When the signal has fixed characteristics of one of the components of the packet, the main sources of filling the digital arrays of data signals at the time intervals are determined.

Keywords: signals, phase, spectrum, retranslation system, radar cross-section.