

## ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ В ПРЕЦИЗИОННЫХ РАДИО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ТЕХНИЧЕСКОЙ ДИАГНОСТИКИ

Быстрое развитие производства и появление новых технологий требует использования новых или усовершенствованных средств технической диагностики. Одним из таких средств являются радиотехнические системы (РТС). Однако требования к точности измерений и стабильности работы РТС часто превышают те возможности, которыми будут обладать приборы, созданные на основе разработанных ранее методов. Одной из причин, существующих практически всегда внутри различных производственных помещений и вблизи от них, является сильное влияние на результаты измерений посторонних отражателей или поверхностей. Эти отражатели и поверхности являются источниками дополнительного рассеяния радиоволн и образуют дополнительные каналы распространения. Как следствие появляются интенсивные помеховые сигналы, превышение которых над полезными сигналами в РТС диагностики во многих случаях выше, чем в традиционных системах. Ошибки измерения, возникающие за счет помеховых источников, могут намного превышать суммарную ошибку, обусловленную всеми остальными механизмами. Следует заметить, что случайные помеховые отражения особенно заметно влияют на характеристики прецизионных измерительных систем. Ослабление влияния помеховых отражений и многолучевого распространения традиционно достигается с помощью методов пространственно-временной фильтрации.

Условия работы РТС диагностики существенно отличаются от условий работы радиолокационных систем, в интересах развития которых первоначально разрабатывалась пространственно-временная фильтрация. Эти отличия существенно влияют на характеристики РТС, в которых применяется такая фильтрация, позволяют реализовать измерительные системы с повышенными возможностями пространственной селекции сигналов. Предложенный в [1] ретрансляционный метод предназначен для прецизионных измерений именно в таких условиях. Проведенные исследования позволили разработать математическую модель РТС, в которых используется данный метод, оценить возможности подавления помеховых отражений, экспериментально подтвердить полученные зависимости. Были установлены характеристики запаздывания, направления прихода радиоволны и их производные [2,3]. Предложены также методы создания измерительных систем разного назначения [4]. Однако направлениям исследований, которые следуют из применения пространственно-временной фильтрации в измерительных радиотехнических системах диагностики, уделено мало внимания. Направление этих исследований вытекает из интегральных результатов работ, посвященных ретрансляционному методу реализации пространственно-временной фильтрации.

Основная задача дополнительной пространственной фильтрации ретрансляционным методом решается за счет усиления функции направленности радиолокационного датчика с помощью дополнительной антенны. В систему вводится дополнительное устройство – ретранслятор, который обладает пространственной избирательностью, как и радиолокационный датчик. Как следует из соотношения, предложенного в [5] для РЛС, пространственная избирательность сигнала, принятого датчиком, определяется функцией направленности антенн:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{G_{tmax} \cdot G_{rmax} \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot R^4} \cdot |f_t(\alpha_t, \varepsilon_t) \cdot f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)|^2 \quad (1)$$

где  $P_t, P_r$  – излучаемая мощность и мощность принятого сигнала;  $G_{max} = 4\pi \int_0^{4\pi} |f(\alpha, \varepsilon)|^2 d\Omega$  – максимальная величина коэффициента направленного действия (КНД) антенны;  $f(\alpha, \varepsilon) = E(\alpha, \varepsilon)/E(\varepsilon = 0)$  – функция направленности (индекс  $t$  или  $r$  в соотношении (1) определяет, к какому устройству относится антенна);  $E$  – напряженность электрического поля;  $\varepsilon$  – угол места, отсчитываемый от направления максимального излучения;  $\alpha$  – азимут;  $\Omega$  – телесный угол;  $\lambda$  – длина волны;  $R$  – расстояние между РЛС и объектом;  $\sigma = 4\pi \cdot R^2 \cdot \vec{S}_r / \vec{S}_t$  – эффективная площадь рассеяния объекта;  $\vec{S}_t$  – вектор Умова-Пойнтинга волны, падающей на объект;  $\vec{S}_r$  – вектор Умова – Пойнтинга волны, принимаемой РЛС.

Влияние функций направленности двух устройств на результирующий сигнал можно объединить за счет последовательного прохождения сигнала через эти устройства. При этом произойдет перемножение их функций направленности. На рис. 1 представлено пространственное расположение РЛС и ретранслятора, которые образуют измерительную ретрансляционную систему (ИРС), показаны РЛС с излучающей  $A_T^{(pl)}(x_T, y_T, z_T)$  и приемной  $A_R^{(pl)}(x_R, y_R, z_R)$  антеннами; максимумы диаграмм направленности этих антенн ориентированы на контролируемый объект  $T(x_T, y_T, z_T)$ . Ретранслятор также имеет две антенны,

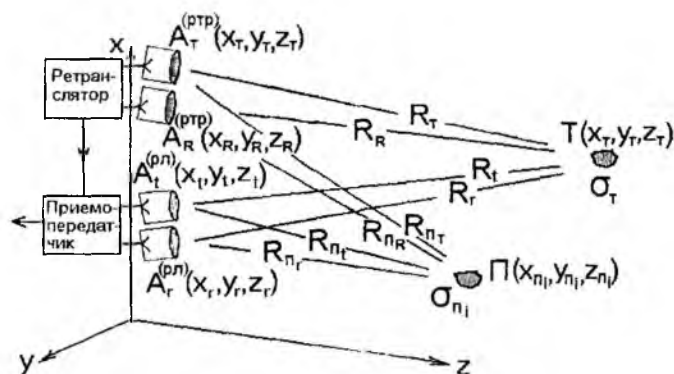


Рис. 1

одна из которых,  $A_R^{(ptr)}(x_R, y_R, z_R)$ , работает

на прием, другая,  $A_T^{(ptr)}(x_T, y_T, z_T)$  – на излучение. На рис. 1 показан также  $i$ -тый посторонний (помеховый) отражатель  $\Pi(x_{п1}, y_{п1}, z_{п1})$ , имеющий эффективную площадь рассеяния  $\sigma_{п1}$ . К посторонним отражателям будем относить все объекты, направление на которые выходит за границы основного лепестка функции направленности. Как уже отмечалось, системы технической диагностики используются на небольших расстояниях, поэтому даже небольшие отличия в координатах установки и в ориентации антенн могут вызвать существенное, соизмеримое с шириной лепестка диаграммы направленности антенны смещение в пространстве функций направленности радиолокационного датчика и ретранслятора.

Пространственный фильтр может быть реализован за счет последовательного прохождения сигнала по пути приемопередатчик – объект – ретранслятор – объект – приемопередатчик. В этом случае произойдет двойное воздействие антенн, которое, как видно из соотношения (1) и схемы ИРС, будет пропорционально произведению коэффициентов направленного действия (КНД) антенн приемопередатчика и ретранслятора. Чтобы выделить сигнал, который пройдет по такому пути, в [1] предложено произвести изменение одного из параметров радиоволны, принятой ретранслятором и излучаемой в обратном направлении, а в приемнике применить фильтрацию, при которой используется преобразованный параметр. В качестве изменяемого параметра принята частота, так как при этом могут быть использованы хорошо отработанные способы и средства частотной фильтрации, выделения боковых компонент спектра и преобразования частот. Кроме того, могут быть использованы результаты многих исследований, проведенных в интересах развития РЛС и посвященных отражательной способности различных объектов и поверхностей. Анализ этих результатов, выполненный в [4], позволил сделать вывод о величине частотного сдвига в ретрансляционной системе. Эта величина в большинстве случаев может быть выбрана равной величине доплеровского сдвига сигнала, отраженного объектом, радиальная составляющая скорости которого находится вблизи скорости звука в атмосфере.

Соотношения, которые позволяют определить способы извлечения полезной информации в ИРС, разработаны пока только для самого простого случая. При разработке модели ИРС предполагалось (см. работы [1, 2, 3, 4]) использование совмещенной приемной и передающей антенн РЛС, совмещенных антенн ретранслятора, непрерывного сигнала с гармонической частотной модуляцией (ЧМ) и работа при этих условиях по точечному и плоскому отражателю. Для случая четырех отдельных антенн, показанных на рис. 1, при идеальной реализации частотного сдвига в ретрансляторе, при гомодинном методе приема, соотношение для боковых компонент спектра преобразованного сигнала имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{e}_{np_6}(t) = & [f_t(\alpha_t, \varepsilon_t) f_R(\alpha_R, \varepsilon_R) f_T(\alpha_T, \varepsilon_T) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)] \cdot \sqrt{G_{t \max} G_{R \max} G_{T \max} G_{r \max} \frac{\sigma}{R_s^4}} \times \\ & \times k \cdot U_6 \cdot \exp\left\{j \cdot (\omega \cdot (2 \cdot R_s/c) + 2\varphi_0 + \Omega_{sh}(t - R_s/c) + \varphi_{sh})\right\} \times \\ & \times \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} \left\{ J_n(z) \cdot \exp\left[-j \cdot n \cdot (\Omega_m t - \Omega_m \cdot R_s/c + \varphi_m)\right] \right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $z = 2m \cdot \sin(\Omega_m \cdot R_s/c)$ ;  $R_s = |\vec{R}_t| + |\vec{R}_R| + |\vec{R}_T| + |\vec{R}_r|$ ;  $f_t(\alpha_t, \varepsilon_t)$ ,  $f_R(\alpha_R, \varepsilon_R)$ ,  $f_T(\alpha_T, \varepsilon_T)$ ,  $f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)$  – функции направленности соответствующих антенн;  $\alpha_t, \alpha_R, \alpha_T, \alpha_r$  и  $\varepsilon_t, \varepsilon_R, \varepsilon_T, \varepsilon_r$  – направления по азимуту и углу места на исследуемый объект со стороны антенн;  $G_{t \max}$ ,  $G_{R \max}$ ,  $G_{T \max}$ ,  $G_{r \max}$  – максимальные значения КНД излучающей антенны РЛС, приемной и излучающей антенн ретранслятора и приемной антенны РЛС;  $U_6$  – амплитуда колебания, частота которого сдвинута в ретрансляторе;  $\Omega_m, \varphi_m$  и  $\Omega_{sh}, \varphi_{sh}$  – частоты и начальные фазы модуляции и колебания сдвига;  $\varphi_0$  – изменение фазы сигнала при отражении;  $c$  – скорость распространения радиоволны;  $J_n(z)$  – функция Бесселя первого рода  $n$ -ного порядка;  $k$  – коэффициент пропорциональности;  $n$  – номер гармоники частотной модуляции;  $|\vec{R}_t|$ ,  $|\vec{R}_R|$ ,  $|\vec{R}_T|$ ,  $|\vec{R}_r|$  – расстояния от соответствующих антенн до объекта (см. рис.1). Как видно из полученного соотношения (2), амплитуда радиоволны, возвратившейся в приемопередатчик, пропорциональна произведению коэффициентов направленного действия четырех антенн, в то время как в обычном радиолокаторе она пропорциональна произведению КНД двух антенн.

При использовании способов выделения информации из фазы несущей волны, примененных в [1], выходное колебание  $e_{вых}(t)$  имеет вид:

$$\begin{aligned} e_{вых}(t) = & [f_t(\alpha_t, \varepsilon_t) f_R(\alpha_R, \varepsilon_R) f_T(\alpha_T, \varepsilon_T) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)] \cdot \sqrt{G_{t \max} G_{R \max} G_{T \max} G_{r \max} \frac{\sigma}{R_s^4}} \times \\ & \times k_1 \cdot U_6 \cdot J_n(z) \cdot \cos\left(\frac{n \Omega_m R_s}{c} - \varphi_{np}\right) \cdot \cos\left[\Omega_{sh} t + \varphi_{sh} - \frac{\Omega_{sh} R_s}{c} + 2\left(\frac{\omega R_s}{c} + \varphi_0\right) + \frac{n\pi}{2}\right], \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\varphi_{np} = 0$  при  $n$  четном,  $\varphi_{np} = \pi/2$  при  $n$  нечетном;  $k_1$  – коэффициент передачи. Заметим, что в соотношениях (2) и (3) в отличие от формул, полученных в работе [1], амплитуды содержат четыре множителя, каждый из которых определяется направленными свойствами антенн, координатами их установки и ориентацией. Кроме того, усложнилась зависимость для суммарного пути  $R_s = f(|\vec{R}_t|, |\vec{R}_R|, |\vec{R}_T|, |\vec{R}_r|)$ , по которому распространяется радиоволна. Два дистанционно зависимых множителя  $J_n(z)$  и  $\cos(n \Omega_m R_s/c - \varphi_{np})$  остались практически неизменными. Следует отметить, что при высоких требованиях к точности определения запаздывания радиоволны может потребоваться учет более высоких компонентов разложения зависимости суммарного расстояния  $R_s$  от координат антенн и контролируемого объекта.

В реальных ретрансляторах при сдвиге частоты появляются полезная составляющая спектра и паразитный остаток второй боковой полосы. Предположим, как и в [1], что причиной появления паразитных компонент спектра является неидентичность амплитудных характеристик каналов ретранслятора. В этом случае полезные компоненты можно представить как результат воздействия суммы отражений двух разных каналов ретранслятора, а паразитные остатки – как их разность. После преобразования в первом смесителе опорного канала компоненты сигнала  $\dot{e}_{(\omega - \Omega_{sh})}^{(np)}$  и  $\dot{e}_{(\omega + \Omega_{sh})}^{(np)}$ , сме-

щенные на частоту сдвига  $\Omega_{sh}$  относительно спектральных компонент излучаемого сигнала, будут иметь вид:

$$\dot{e}_{(\omega-\Omega_{sh})}^{(np)} = [f_t(\alpha_t, \varepsilon_t) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r) f_T(\alpha_T, \varepsilon_T) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)] \cdot \sqrt{G_{t\max} G_{r\max} G_{T\max} G_{r\max} \frac{\sigma}{R_s^4}} \times (4a)$$

$$\times k_2 \cdot (U_1 + U_2) \cdot \exp[j(\Omega_{sh}t + \varphi_{sh} + \Phi_\omega - \Phi_{sh})] \cdot \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(z) \exp[-jn(\Omega_m t + \varphi_m - \Phi_m/2)],$$

$$\dot{e}_{(\omega+\Omega_{sh})}^{(np)} = [f_t(\alpha_t, \varepsilon_t) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r) f_T(\alpha_T, \varepsilon_T) f_r(\alpha_r, \varepsilon_r)] \cdot \sqrt{G_{t\max} G_{r\max} G_{T\max} G_{r\max} \frac{\sigma}{R_s^4}} \times (4b)$$

$$\times k_2 \cdot (U_1 - U_2) \cdot \exp[j(\Omega_{sh}t + \varphi_{sh} - \Phi_\omega - \Phi_{sh})] \cdot \sum_{n=-\infty}^{n=+\infty} J_n(z) \exp[jn(\Omega_m t + \varphi_m - \Phi_m/2)],$$

где  $\Phi_\omega = (\omega R_s/c) - 2\varphi_0$ ;  $\Phi_m = \Omega_m \cdot R_s/c$ ;  $\Phi_{sh} = \Omega_{sh} \cdot (|\bar{R}_T| + |\bar{R}_r|)/c$ ;  $k_2$  - коэффициент передачи;  $U_1, U_2$  - амплитуды сигналов, отраженных рефлекторами ретранслятора. Соотношение для ряда, который образован спектральными компонентами на частотах излучаемого колебания, опущено, так как их частоты совпадают с частотами отражений от посторонних предметов и должны подавляться.

Как видно из соотношений (4а) и (4б), после выделения информации из фазы несущей волны с помощью способа, примененного в [1], будет происходить интерференция полезных и паразитных компонент спектра. Это приводит к появлению погрешности определения фазового набега  $\Phi_{\Sigma\omega}$ , пропорционального несущей частоте и расстоянию до контролируемого объекта.

С помощью соотношений (4а) и (4б) можно определить характеристики составляющих спектра, смещенных относительно гармоник модуляции, применяя способы выделения информации о запаздывании, предложенные в [1]. Компонента фазового набега  $\Phi_{\Sigma\omega}$ , пропорционального несущей частоте и расстоянию до контролируемого объекта, под воздействием интерференции паразитных и полезных компонент спектра будет искажена. На интервале  $-\lambda/4 \leq \Delta R_s \leq \lambda/4$  зависи-

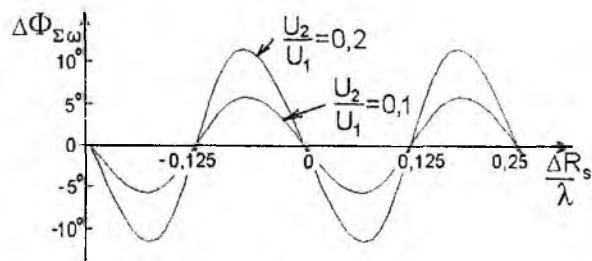


Рис. 2

мость  $\Phi_{\Sigma\omega} = f(\Delta R_s)$  оказывается линейной только в случае, когда  $U_2 = 0$ ; в реальных устройствах при  $U_2 > 0$  появляется отклонение от линейного закона  $\Delta\Phi_{\Sigma\omega} = f(\Delta R_s/\lambda)$ , которое представлено на рис. 2.

Формула для выходного колебания, из которого извлекается фазовая компонента  $\Phi_{\Sigma\omega}$ , аналогична той, которая получена в [2, 4]. Однако амплитуда выходного колебания для рассматриваемого случая пропорциональна произведению функций направленности четырех разнесенных в пространстве и имеющих собственную ориентацию антенн.

Отклонение от линейной зависимости  $\Delta\Phi_{\Sigma\omega} = f(\Delta R_s/\lambda)$ , как можно видеть из рис. 2, даже при небольших уровнях паразитных компонент спектра ретранслированного сигнала достигает величин, которые необходимо учитывать при выполнении прецизионных измерений. Зависимость  $\Delta\Phi_{\Sigma\omega} = f(\Delta R_s/\lambda)$  по форме близка к гармонической при уровнях  $U_2/U_1 < 0,5$ .

С помощью ретрансляционной измерительной системы может определяться направление прихода радиоволны. В работах [2, 4, 6] исследовался разностно-фазовый способ пеленгования, при котором используется две расположенные в разных точках пространства антенны. Направление прихода радиоволны определяется по разности фаз колебаний, принятых этими антеннами. Зависимость фазы от направления прихода радиоволны определяется в случае идеального преобразования в ретрансляторе из соотношений, аналогичных (3), при расхождении амплитудных характеристик ретранслятора

– с помощью соотношений, аналогичных (4а) и (4б), и получаемых из них формул для фазовых компонент  $\Phi_{\Sigma\omega}$ , которые извлекаются из выходных сигналов. В случае, когда присутствуют паразитные компоненты спектра, возникающего при преобразованиях сигнала в ретрансляторе, пеленгационная характеристика определяется с ошибкой, зависимость которой от направления прихода волны подобна зависимости, приведенной на рис. 2. Величина отклонения от линейной зависимости зависит также от отношения  $U_2/U_1$ . Как показано в работе [6], период этой ошибки может быть разным, в центре пеленгационной характеристики ошибка отсутствует.

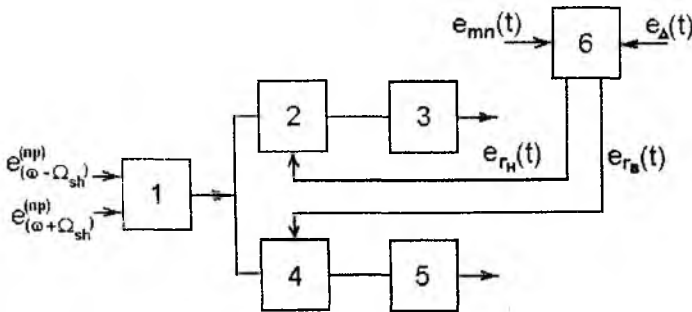


Рис. 3

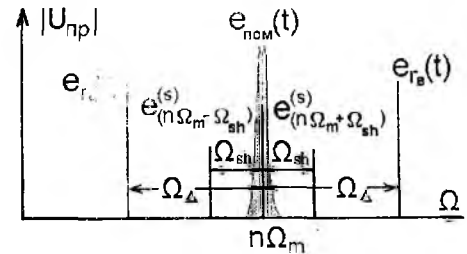


Рис 4

Набег фазы  $\Phi_m$  на модулирующей частоте (см. соотношения (4а), (4б)) имеет большой пространственный интервал однозначного измерения. Величину  $\Phi_m$  можно выделить из разности суммарных фаз двух компонент спектра принятого сигнала [7]. Способ выделения был предложен для радиолокационных устройств [8]; он поясняется схемой, представленной на рис. 3. На входе схемы стоит полосовой усилитель 1, в котором выделяются колебания в окрестности выбранной гармоники модуляции. На выходе полосового усилителя присутствуют помеховые  $e_{ном}$  и информативные колебания  $\dot{e}_{(n\Omega_m - \Omega_{sh})}^{(s)}$  и  $\dot{e}_{(n\Omega_m + \Omega_{sh})}^{(s)}$ . Последние вызваны суммарным воздействием компонент  $\dot{e}_{(\omega - \Omega_{sh})}^{(np)}$  и  $\dot{e}_{(\omega + \Omega_{sh})}^{(np)}$  (см. соотношения (4а) и (4б)). Для преобразования информативных компонент используются вспомогательные генераторы  $e_{z,n}(t)$  и  $e_{z,b}(t)$ ; их частоты расположены на частотной оси зеркально относительно выбранной гармоники модуляции на удалении  $\Omega_{\Delta}$  (см. рис.4). На первые входы преобразователей 2 и 4 двух параллельных каналов поступают колебания, выделенные полосовым фильтром 1. На второй вход преобразователя 1 поступает колебание  $e_{z,n}(t)$ , на второй вход преобразователя 3 –  $e_{z,b}(t)$ . Схема на рис.3 содержит два одинаковых полосовых усилителя 3 и 5, которые селективируют колебания на частоте  $(\Omega_{\Delta} - \Omega_{sh})$ . Как показано в работе [6], разность фаз выделяемых колебаний при использовании четных гармоник модуляции определяется соотношением

$$\Phi_m = 2n\Omega_m(R_S/c), \quad (5)$$

где  $n$  – номер гармоники модуляции.

Фаза  $\Phi_m$  имеет относительно большой интервал однозначного измерения дальности. При предлагаемом методе исключается величина  $\phi_0$  – фаза коэффициента отражения от объекта (см. рис.1), изменение которой вызывает погрешность измерения дальности.

Анализ влияния паразитных компонент спектра, возникающего при преобразованиях в ретрансляторе, показывает, что погрешности обладают свойством асимметрии [4]. Использование этого свойства позволяет достаточно просто компенсировать погрешности. Одним из простых способов компенсации является введение дополнительных фазовых сдвигов в каналы измерительной системы. Это позволяет снизить в десятки раз отклонения от линейного закона для таких зависимостей как пеленгационная характеристика и запаздывание радиосигнала от дальности.

Таким образом, способ выделения модуляционной компоненты фазы [8], который был предложен с целью обеспечения идентичности требований к фазочастотным характеристикам каналов, оказался не только пригодным для ретрансляционного метода, но и позволил скомпенсировать те фазовые компоненты, которые появляются в результате интерференции полезных и паразитных составляющих спектра сигнала, возникающего при преобразованиях в ретрансляторе.

Оценки функции направленности ретрансляционной системы выполнялись разными способами [1, 4]. Способы оценки и направления синтеза этой функции, которые применялись при расчетно-аналитических методах, основаны на следующей аналогии. При последовательном прохождении радиоволны через устройства ретрансляционной измерительной системы происходит перемножение сигнала и функции направленности соответствующей антенны. Аналогично действуют включенные последовательно полосовые частотные фильтры, через которые проходит радиосигнал. Как видно из рис. 1, изменяя форму диаграммы направленности, ориентацию антенн, пространственное расположение, можно существенно изменить функцию направленности по сравнению с исходными зависимостями, которые выступают в роли сомножителей. Отсюда следует, что использование узконаправленных антенн предпочтительнее. В технической диагностике это направление реализации требует применения миллиметрового диапазона волн. Поскольку расчетные оценки сильно зависят от исходных условий, от таких малоизученных характеристик, как прямое прохождение сигнала между антеннами и трактами разных устройств, остановимся на результатах экспериментальной проверки функции направленности ИРС [9].

В экспериментальной системе функции излучающей и приемной антенн РЛС выполняла одна антенна, другая – аналогичные функции в ретрансляторе. Использовалась волна 4,41 мм. Диаграммы направленности антенн были одинаковыми, их ширина по уровню 3 дБ в обеих плоскостях была около 4°, выигрыш антенны превышал 32 дБ. Внешний вид экспериментального макета показан на рис. 5. Как видно из рисунка, рупорно-линзовые антенны приемопередатчика и ретранслятора были установлены рядом. Прямое прохождение сигнала из одной антенны в другую составляло около – 63 дБ. Весь макет устанавливался на поворотном устройстве и мог быть ориентирован по угловым координатам с точностью лучше, чем 0,5°.

В качестве объекта использовались уголко-вые отражатели. Результаты измерения амплитуды принятого сигнала как функции дальности представлены на рис. 6 и обозначены звездочками.

Величины, рассчитанные по соотношению (2), отображены кривой 1. Экспериментальные и расчетные значения сигнала отличались, как правило, не более, чем на 3 дБ.

Расчет уровня сигнала в РЛС с непрерывным излучением и ЧМ при работе на второй гармонике частоты модуляции показан на рис. 6 кривой 2.

Как видно из приведенных данных крутизна экспериментальной зависимости хорошо соответствовала соотношению (2) и сильно отличалась от крутизны зависимости для радиолокационного случая.

На рис. 7 приведена зависимость амплитуды сигнала от ориентации ретрансляционного измерителя. Сплошной кривой обозначены значения, которые получены возведением в четвертую степень КНД одной антенны ретранслятора. Экспериментальные значения были сняты с интервалом 0,5°. В области основного лепестка экспериментальные данные хорошо согласуются с расчетом, в области боковых лепестков различия становятся сравнительно большими. Это различие может объясняться тем, что в области боковых лепестков уровень сигнала приближался к уровню шума и даже терялся в

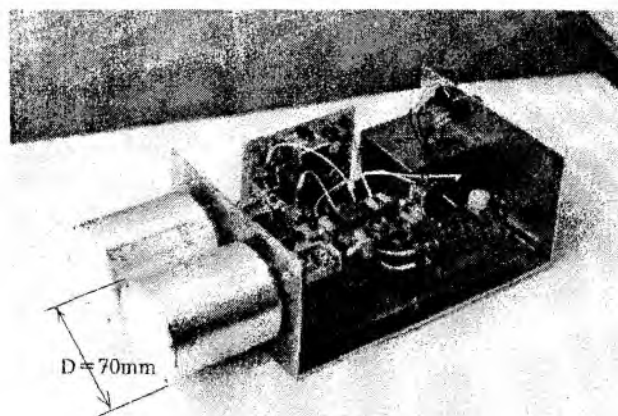


Рис. 5

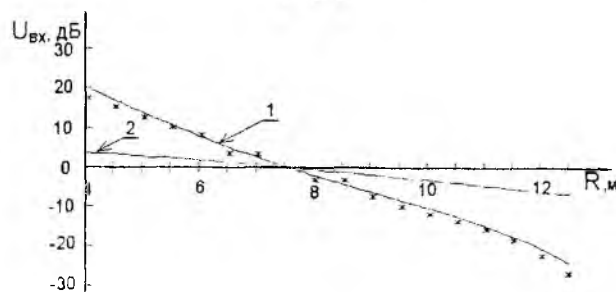


Рис. 6

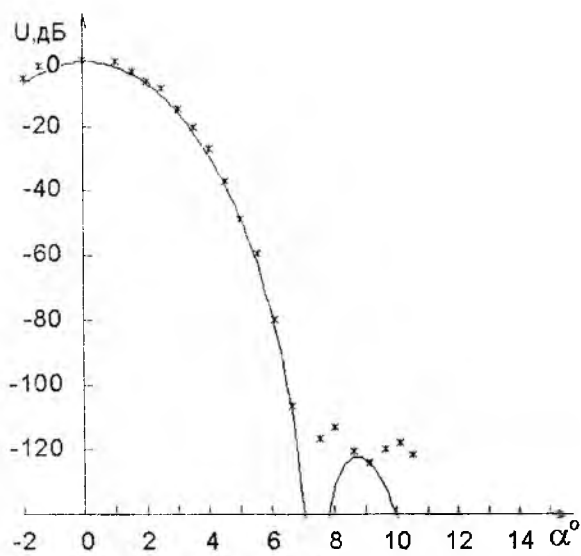


Рис. 7

шумах. Следует отметить, что измеренные значения пространственной избирательности до величин около 120дБ превышали соответствующую величину для радиолокационного случая на 55...60дБ.

Экспериментальные и теоретические исследования некоторых возможностей создания измерительных ретрансляционных систем, оценки достижимых на практике точностей измерения подтвердили выводы о возможности реализации прецизионного контроля в условиях, которые существуют в производственных помещениях. Отметим некоторые результаты этих исследований, на основе которых представлен отчет [9].

Прецизионный измеритель электрической длины пути распространения радиоволны может использоваться, например, при измерении вибраций, толщины проката или для обнаружения примесей, которые отличаются по диэлектрической (или маг-

нитной) проницаемости от параметров среды распространения. В экспериментах таким измерителем служил макет, представленный на рис. 5. В качестве информационного параметра этого измерителя использовалась фазовая компонента  $\Phi_{\omega}$ , которая равна фазовому набегу несущей радиоволны на всем пути распространения. Такой выбор сделан в связи с высокой крутизной зависимости  $\Phi_{\omega} = f(r)$ , которая при использовании ИРС диапазона волн 4мм составляет около  $d(\Phi_{\omega})/dr \approx 3 \text{ мкм/град}$ .

Полученные экспериментально зависимости  $\Phi_{\omega} = f(\Delta r)$  содержали регулярное линейное изменение и добавку  $\delta \Phi_{\omega} = f(\Delta r)$ , состоящую из погрешности, вносимой паразитными компонентами спектра и случайными отклонениями. Первая часть добавки  $\Delta \Phi_{\Sigma \omega} = f(\Delta R_s/\lambda)$ , обусловленная интерференцией паразитных и полезных спектральных составляющих, была близка к расчетной величине и имела вид, представленный на рис. 2. Среднеквадратическое значение второй части – случайной составляющей добавки  $\delta \Phi_{\omega} = f(\Delta r)$ , оценивалось величиной около половины градуса. Эта величина соответствует изменению расстояния около 1,5 мкм и характеризует точность измерения расстояния данным методом.

Экспериментальная оценка точности измерения вибраций с помощью прецизионного измерителя электрической длины пути показала, что среднеквадратическая величина флуктуаций в этих опытах была меньше 0.4мкм. Снижение ошибки в этих опытах объясняется не только сужением полосы пропускания, но и исключением постоянной составляющей измеряемого запаздывания.

Измерение толщины ретрансляционным методом реализуется с помощью двух прецизионных измерителей. Полученная экспериментально точность измерения составляла около 15 мкм.

Характеристики сигнала, отраженного плоскостью и принятого прецизионным измерителем, были получены аналитически [3]. Эти соотношения устанавливают зависимость компоненты фазы  $\Phi_{\omega}$  от размера, ориентации и расстояния измеритель – отражатель при неполном подавлении второй боковой компоненты спектра, возникающего при ретрансляции. В отличие от случаев работы ИРС с точечным объектом, плоскость представлена как совокупность элементарных отражателей. Такая картина имеет место при контроле плоских поверхностей или при измерении толщины проката. Совместное воздействие распределенных по плоскости отражающих элементов учитывается фазовой добавкой, которая определяется интегрированием и зависит от многих аргументов. Как следует из полученных соотношений, даже при малом изменении ориентации плоского отражателя, имеющего малые размеры, происходит заметное изменение фазового набега несущей волны, которое воспринимается как изменение дальности. При размерах отражающей пластины в единицы длин волн и угловых поворотах в единицы градусов фаза принимаемого сигнала изменяется на единицы градусов. Изменение уровня подавления второй боковой полосы, возникающей при формировании частотного сдвига в ретрансляторе, приводит также к изменению фазы выходного сигнала. Однако полученные соотношения позволяют определить допуски на угловые отклонения, которые лежат в диапазоне ре-

лизуемых величин в случае, когда требуемая точность измерения лежит в области одного, двух десятков микрометров.

В работах [4, 9] выполнен анализ применения ИРС для прецизионного измерения длины движущихся протяженных изделий. Дополнительно к ИРС в измерительной системе используются датчики момента начала и конца измерения. В качестве информационного параметра используются биения выходного сигнала, связанные с доплеровским сдвигом частоты. Поскольку эта величина связана с фазовым набегом  $\Phi_{\omega}$ , точность радиотехнической части измерителя намного выше величин, которые определяются другими компонентами системы.

Использование модуляционной компоненты фазы принятого сигнала позволяет измерять большое относительное запаздывание радиосигнала и распространить область применения ИРС на измерение уровня жидкостей. Ретрансляционный уровнемер может быть реализован как многошкальный измеритель. Его среднеквадратическая ошибка оценивается величиной около 0,1% интервала однозначного измерения [3, 9].

Основным результатом проведенных исследований и разработок является новый, ретрансляционный метод работы радиотехнических систем, предназначенных для прецизионных измерений параметров технологических процессов и работающих в таких условиях, когда основной вклад в ошибки измерения вносят интенсивные помеховые отражения от посторонних предметов и многолучевое распространение радиоволн. Новые прецизионные измерительные РТС отличаются от традиционных систем дополнительным преобразованием сигнала в ретрансляторе и дополнительной селекцией в приемнике с использованием измененного параметра, двукратным распространением волн в исследуемой среде и двукратным отражением от контролируемого объекта. Двойное прохождение радиоволны по трассе по влиянию на фазу отраженного сигнала эквивалентно укорочению длины несущей волны и приводит к повышению точности измерения малых изменений расстояния до наблюдаемого объекта.

Разработана математическая модель ретрансляционной РТС, в которой используется непрерывное излучение с гармонической частотной модуляцией и фазокомпенсационный способ сдвига частоты. Получены соотношения, определяющие принятый сигнал, разработаны способы выделения информационных параметров сигнала: фазового набега  $\Phi_{\omega}$ , пропорционального несущей частоте, и фазового набега  $\Phi_m$ , пропорционального модулирующей частоте. Получены соотношения для определения направления прихода радиоволны и его производной.

Теоретически и экспериментально показано, что функция направленности измерительной ретрансляционной системы определяется произведением функций направленности четырех антенн, которые могут иметь разные координаты, разную ориентацию и, в результате, низкий уровень боковых лепестков за пределами основного лепестка диаграммы направленности. Экспериментально показано, что при использовании миллиметрового диапазона волн уровень боковых лепестков системы на 55...60дБ ниже соответствующего уровня РЛС, что позволяет приблизиться к реализации потенциальных точностей РТС диагностики.

Получены соотношения для систем с отдельными приемо-передающими антеннами РЛС и ретранслятора. Анализ показал перспективность применения таких систем с целью повышения пространственной избирательности за счет изменения характеристик направленности, поляризации и координат установки отдельных антенн.

Разработанный для ретрансляционного метода способ обработки сигнала позволяет при измерении набега составляющей фазы, которая пропорциональна частоте модулирующего колебания, исключить фазу коэффициента отражения от объекта.

Определены погрешности, вносимые за счет недостаточного подавления боковой спектральной составляющей в модуляционную компоненту фазы. Показано, что при предложенном способе выделения модуляционной компоненты фазы эти погрешности компенсируются. Кроме того облегчается обеспечение идентичности фазочастотных характеристик каналов измерителя.

Показано, что погрешности измерения фазового набега  $\Phi_{\omega}$ , пропорционального несущей частоте, возникают вследствие неполного подавления одной боковой компоненты спектра и могут быть существенно снижены за счет использования асимметрии отклонений от линейного закона изменения фазовых набегов. Снижение ошибок, вызванных данным механизмом, помимо использования традиционных способов достигается с помощью специально введенных, управляемых фазовращателей более, чем на порядок.

Разработаны рекомендации по схемам построения ретрансляционных систем диагностики различного назначения: измерителей вибраций, концентрации примесей, толщины и длины изделий проката, уровнемеров. Аналитически получены характеристики сигнала для систем, контролирующих расстояние до плоскости, которая представлена как совокупность элементарных отражателей. Получены соотношения, которые устанавливают изменение фазового набега несущей волны от ориентации и размеров отражающего участка.

Экспериментальная оценка характеристик ретрансляционной РТС в лабораторных условиях показала, что погрешности измерения вибраций составляли десятые доли микрона, погрешности измерения толщины около 15 мкм. Оценки, выполненные на основе экспериментально полученных значений флуктуаций фазы выходного сигнала, показали, что погрешность измерения величины коэффициента преломления составит десятые доли  $n$  – единицы, равной  $10^{-6}$  коэффициента преломления стандартной тропосферы. Уровнемер, созданный с использованием ретрансляционного метода, может быть реализован как многошкальный измеритель. Его погрешность оценивается величиной около 0,1% интервала однозначного измерения.

Таким образом, проведенные исследования и разработки позволили предложить новый, ретрансляционный метод реализации пространственно-временной фильтрации в радиотехнических системах, предназначенных для прецизионных измерений параметров технологических процессов и работающих в таких условиях, когда основной вклад в ошибки измерения вносят интенсивные помеховые отражения от посторонних предметов и многолучевое распространение радиоволн.

**Список литературы:** 1. *Величко А.Ф., Величко Д.А.* Ретрансляционный метод измерения и подавления помеховых отражений при непрерывном излучении с частотной модуляцией. К.: Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». 1998. Т. 41, №11. С. 3-12. 2. *Величко А.Ф., Величко Д.А.* Характеристики отраженного сигнала при ретрансляционном методе и ограниченном подавлении боковых компонент спектра. К.: Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». 2000. Том 43. № 3. С.11-20. 3. *Величко Д.А.* Характеристики сигнала, отраженного плоскостью, при ретрансляционном методе измерения.– К.: Известия высших учебных заведений «Радиоэлектроника». 2000. Том 43, № 11, С.29–37. 4. *Величко Д.А.* Ретрансляционный метод работы прецизионных радиотехнических систем технической диагностики: Дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук: 05.12.17. Харьков. Харьк. нац. ун. радиоэлектроники. 2001. 128с. 5. Распространение ультракоротких радиоволн / Пер. с англ. под ред. *Б.А. Шиллерова*. М.: Сов. радио, 1954. 710 с. 6. *Velichko A.F., Velichko D.A.* Accuracy of the Tracking Performance Measurement in the Case of moving Targets Electronic Simulator Using. // International Symposium "Physics and Engineering of Millimeter and Submillimeter Waves" – URSI-Conf. Proceedings. Vol.IV. June 7-10, 1994. Kharkov, Institute of Radiophysics and Electronics of National Academy of Science of Ukraine. P. 765-768. 7. *Величко Д.А.* Выделение модуляционной компоненты фазы сигнала в ретрансляционных измерителях // Материалы 10-й Междунар. Крымской микроволновой конф. «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии» (CriMiCo'2000). 11-15 сентября 2000г, Крым, Украина. С. 527-528. 8. *Величко Д.А.* Способ повышения идентификации каналов дальномера в РЛС с непрерывным излучением и ЧМ. // Сборник научных трудов IV Междунар. молодежного форума «Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке». секция «Радиотехника», ХТУРЭ 2000. С. 18-19. 9. Precise Radar Measurement at Millimeter Waves Nearby Outside Reflectors and Boundary Surface: Final Report. // Project No150 STCU. IRE NASU. Kharkov. 1999. 42 p.

*Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

*Поступила в редколлегию 18.10.2001*