

## МИНИМИЗАЦИЯ ВЛИЯНИЯ ПАРАЗИТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИИ, ВЫЗВАННОЙ ЭХО СИГНАЛАМИ, В ЧАСТОТНЫХ ДАЛЬНОМЕРАХ БЛИЖНЕГО ДЕЙСТВИЯ СО СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ ОЦЕНКИ РАЗНОСТНОЙ ЧАСТОТЫ

*Давыдочкин В.М., к.т.н., начальник отдела СВЧ устройств и антенн ООО предприятие «Контакт-1», e-mail: skb@kontakt-1.ru;*

*Давыдочкина С.В., к.т.н., доцент кафедры математики и информационных технологий управления академии ФСИН России, e-mail: dav-sv@yandex.ru;*

*Езерский В.В., д.т.н., профессор кафедры радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: ezerski@yandex.ru.*

## MINIMIZATION OF INFLUENCE OF THE PARASITIC FREQUENCY THE MODULATIONS, CAUSED THE ECHO SIGNALS, IN FREQUENCY SHORT-RANGE FINDERS WITH THE SPECTRAL METHOD OF ESTIMATION DIFFERENCE FREQUENCY

*Davydochkin V.M., Davydochkina S.V., Ezerskiy V.V.*

*The error of measurement of the distance, caused by influence of the parasitic frequency modulation arising owing to influence on the microwave generator of echo-signals, the reflected from useful and stirring objects, for range finders with measurement difference frequencies in frequency area is considered. The parities are resulted, allowing to analyze error size. Requirements to performance of feeding devices and parametres of the weight function are defined, allowing to minimise an error.*

**Key words:** frequency range finder, measurement error, the spectral method, bending around errors.

**Ключевые слова:** частотный дальномер, погрешность измерения, спектральный метод, паразитная модуляция, эхо-сигнал.

### Введение

В прецизионных измерительных радиолокационных системах ближнего действия с частотной модуляцией (ЧМ) зондирующего сигнала типичной является проблема повышения точности оценки разностной частоты сигнала, принимаемого на фоне помех. Помехи порождаются многочисленными отражающими объектами в зондируемом пространстве и неизбежными неоднородностями в антенно-волноводном тракте (АВТ). Требования по точности измерения расстояния в таких системах очень высокие и могут составлять доли мм. Для обработки сигнала разностной частоты (СРЧ) развиваются различные методы, как в спектральной, так и во временной областях. Наиболее интересными и перспективными с практической точки зрения являются метод весового усреднения разностной частоты (ВУРЧ) во временной области и оценка разностной частоты по максимуму спектральной плотности амплитуд (СПА) в частотной области [1]. Последний метод далее будем называть спектральным методом. Надёжная практическая реализация обоих методов возможна только с помощью цифровой обработки сигналов.

Погрешность оценки разностной частоты может возникнуть как из-за влияния мешающих слагаемых сигнала на полезный сигнал, так и из-за паразитной частотной модуляции (ПЧМ), возникающей в результате попадания части мощности отражённых сигналов в резонансную систему микроволнового генератора. Такое проникнове-

*Рассматривается погрешность измерения расстояния, обусловленная влиянием паразитной частотной модуляции, вызванной воздействием на микроволновый генератор эхо-сигналов, отражённых от полезного и мешающих объектов, для дальномеров с измерением разностной частоты в частотной области. Приведены соотношения, позволяющие анализировать величину погрешности. Определены требования к выполнению фидерных устройств и параметрам весовой функции, позволяющие минимизировать погрешность.*

ние отражённого сигнала возможно вследствие конечной величины развязки, обеспечиваемой СВЧ трактом передатчика.

В [2] приведены результаты исследования влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность оценки разностной частоты методом ВУРЧ.

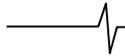
**Целью** данной работы является анализ влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность измерения расстояния до контролируемого объекта при спектральном методе обработки СРЧ, сравнение с методом ВУРЧ и разработка мер, обеспечивающих минимизацию погрешности, вызванной ПЧМ.

### Сигнал разностной частоты при наличии паразитной частотной модуляции

Пренебрегая обычно низким уровнем шума, запишем результирующий СРЧ на выходе смесителя [1]

$$u_p = \sum_{i=1}^M U_i \cos [\omega(t)t_{zi} - \varphi_i], \quad (1)$$

где  $\omega(t)$  закон изменения частоты зондирующего сигнала;  $M$  – количество эхо-сигналов.  $U_i$ ,  $t_{zi}$  и  $\varphi_i$  – со-



ответственно амплитуда, время задержки и фаза  $i$ -го отражённого сигнала.

Здесь и далее считаем, что индекс  $i=1$  связан с контролируемым объектом, а остальные – мешающие.

За счет влияния эхо-сигналов на резонансную частоту контура микроволнового генератора закон изменения частоты генерируемых колебаний отличается от заданного  $\omega_{зад}(t)$ , чаще всего линейного [2]:

$$\omega(t) = \omega_{зад}(t) + \sum_{i=1}^M \delta\omega_i(t) = \omega_{зад}(t) + \delta\omega(t), \quad (2)$$

где  $\delta\omega(t) = -\omega_{зад}(t)A \sum_{i=1}^M \Gamma_i \sin[t_{zi}\omega_{зад}(t) + \varphi_i]$  – искажение

закон частотной модуляции, вызванное влиянием отражённых сигналов;  $A$  – коэффициент, зависящий только от свойств генератора зондирующего сигнала и изменяющийся в промышленно выпускаемых приёмопередающих модулях (ППМ) в пределах  $10^{-6} \dots 10^{-4}$ ;

$\dot{\Gamma}_i = \sqrt{P_{прi}/P_{пер}} \exp(-j\varphi_i)$  – коэффициент отражения  $i$ -го отражателя, приведённый ко входу приёмника;  $P_{пер}$  – мощность генератора зондирующего сигнала;  $P_{прi}$  – мощность эхо сигнала от  $i$ -го отражателя, принятого антенной и прошедшего через развязывающие устройства.

Использование фильтрации СРЧ после смесителя позволяет оставить в (1) только первое слагаемое, связанное с контролируемым объектом. Однако при этом практически не изменяется глубина развязки между входом антенны и генератором и величина коэффициента  $A$ . Поэтому закон модуляции  $\omega(t)$  в (1) зависит от всех объектов в зондируемом пространстве и неоднородностей АВТ (2).

Рассмотрим ситуацию, когда производится зондирование отражателя с коэффициентом отражения  $\dot{\Gamma}_1$ , расположенного в свободном пространстве на расстоянии  $R_1$ . При этом в АВТ на электродинамическом расстоянии  $L_{э1}$  от микроволнового генератора имеется одиночная неоднородность с коэффициентом отражения  $\dot{\Gamma}_2$ , вызванная рассогласованием отдельных узлов (например, устройства герметизации АВТ), т.е. в (1) и (2)  $M = 2$ . Используем линейный закон изменения частоты  $\omega_{зад}(t) = \omega_0 + \Delta\omega t/T$  на интервале времени  $T$  с несущей частотой  $\omega_0$  и диапазоном перестройки частоты  $\Delta\omega$ . Тогда из (2) следует

$$\delta\omega(t_n) = -(\omega_0 + \Delta\omega t_n) \times \times A \{ \Gamma_1 \sin[\tau_1(\omega_0 + \Delta\omega t_n) + \varphi_1] + \Gamma_2 \sin[\tau_2(\omega_0 + \Delta\omega t_n) + \varphi_2] \}, \quad (3)$$

где  $t_n = t/T$ .

Найдём выражение для СРЧ, учитывающее возникновение ПЧМ, при условии  $|A\Gamma_i| \ll 1$ . Подставляя в (1) выражения (2) и (3), можно получить

$$u_p(t_n) \approx \Gamma_1 \{ \cos[2\pi x_1 t_n + 2\pi x_1 a - \varphi_1] + + \pi x_1 A \Gamma_2 a^{-1} \cos[2\pi(x_1 - x_2)t_n + 2\pi(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)] -$$

$$- \pi x_1 A \Gamma_2 a^{-1} \cos[2\pi(x_1 + x_2)t_n + 2\pi(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)] + + \pi x_1 A \Gamma_2 t_n \cos[2\pi(x_1 - x_2)t_n + 2\pi(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)] - - \pi x_1 A \Gamma_2 t_n \cos[2\pi(x_1 + x_2)t_n + 2\pi(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)] \},$$

где  $a = \Delta\omega/\omega_0$ ;  $x_i = \Delta\omega t_{zi}(2\pi)^{-1}$  – нормированные значения расстояний, и соответственно частот.

Модель (4) используем ниже для количественной оценки погрешности, вызванной ПЧМ.

### Оценка погрешности измерения расстояния на фоне ПЧМ

В спектральной области наиболее часто используют оценку разностной частоты, соответствующую частоте максимума спектральной плотности амплитуд  $|\dot{S}(x)|$  [1]:

$$|\dot{S}(x_R)| = \max_x \{ |\dot{S}(x)| \}, \quad (5)$$

$$\text{где } \dot{S}(x) = \int_{-0,5}^{0,5} w(t_n) u_p(t_n) \exp(-j2\pi x t_n) dt_n; \quad (6)$$

$w(t_n)$  – весовая функция (ВФ), симметричная относительно середины интервала интегрирования и равная нулю за пределами этого интервала;  $x_R$  – нормированная частота (расстояние), соответствующая максимуму спектральной плотности амплитуд.

В оценке (5) и в оценке методом ВУРЧ [2] погрешность зависит от вида ВФ. Аналогично [2] для анализа используем ВФ из [3, 4], сохранив использованные там обозначения, но представив их в виде

$$w_s(t, b_1, \dots, b_N) = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(2\pi n t), \quad (7)$$

$$w_c(t, b_1, \dots, b_N) = \frac{1}{K} \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos[\pi(2n+1)t], \quad (8)$$

с коэффициентами  $C_{s0}(b_1, \dots, b_N) = 1$ ;

$$C_{sn}(b_1, \dots, b_N) = (-1)^{n+1} \cdot \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2}{k^2 - n^2} \prod_{i=1}^N \left( 1 - \frac{n^2}{b_i^2} \right);$$

$$C_{c0}(b_1, \dots, b_N) = 1;$$

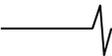
$$C_{cn}(b_1, \dots, b_N) =$$

$$= \frac{(-1)^{n+1}}{2n+1} \prod_{\substack{k=1 \\ k \neq n}}^N \frac{k^2 + k}{k^2 + k - (n^2 + n)} \prod_{i=1}^N \left( 1 - \frac{n^2 + n}{b_i^2 - 0,25} \right);$$

$$K = \frac{1}{\pi} \left\{ 2 + \sum_{n=1}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \frac{\cos n\pi}{n + 0,5} \right\}.$$

В приведённой записи ВФ  $N$  – число слагаемых ВФ, параметры которых можно изменять для получения заданных свойств путём управления частотами нулей спектральной плотности амплитуд (СПА);  $b_i$  – нормированная частота на которой спектральная плотность амплитуды задаётся равной нулю.

Из [2] следует, что практический интерес представляет анализ значений погрешности при  $x_1 \gg 1$ , что позволяет не учитывать слагаемые из отрицательной области частот. Для анализа используем приближённое выражение для относительной погрешности



$\Delta(x_1) = x_{1\max} - x_1$  из [1], которое при введённых выше обозначениях и ограничениях можно представить в виде

$$\Delta(x_1, \varphi_1) \approx -(\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)] \cdot p\{\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}) + \operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)] \cdot p\{\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\} / Z(x_1, \varphi_1), \quad (9)$$

где  $\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]$ ,  $\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]$ ,  $p\{\operatorname{Re}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}$ ,  $p\{\operatorname{Im}[\dot{S}(x_1, \varphi_1)]\}$  – соответственно реальная и мнимая части спектра и их производные на нормированной частоте  $x = x_1$ .

Для модели СРЧ (4)  $\dot{S}(x_1, \varphi_1) = \dot{S}_s(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2)$  или  $\dot{S}(x_1, \varphi_1) = \dot{S}_c(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2)$  соответственно при использовании ВФ (7) или (8). Развёрнутые аналитические выражения составляющих формулы (9) для этого случая приведены в приложении.

Для количественной оценки погрешности, вызванной ПЧМ, были проведены численные расчёты по указанным формулам для различных вариантов соотношения параметров ВФ, расстояний до контролируемого объекта и неоднородности в АВТ. При расчётах принято: несущая частота дальномеров 10 ГГц; диапазон перестройки частоты при ЧМ 1000 МГц; использована ВФ (8) с  $N = 3$  и  $b_1 = 2$ ,  $b_2 = 2$ ,  $b_3 = 3$ ; коэффициент  $A = 10^{-4}$ ;  $\Gamma_1 = 1$  и два значения коэффициента отражения от неоднородности в АВТ:  $\Gamma_2 = 0$  и  $\Gamma_2 = 0,2$ .

Расчёты показывают, что при отсутствии неоднородности в АВТ ( $\Gamma_2 = 0$ ) зависимость погрешности от расстояния является быстро осциллирующей с периодом, равным половине средней длины волны зондирующего сигнала (рис. 1, сплошная линия), и медленно осциллирующей огибающей (на рис. 1, пунктирная линия), имеющей узлы (минимумы).

Огибающая погрешности (ОП)  $\Delta x_{\text{ог}}(x_1)$  получена как

$$\Delta x_{\text{ог}}(x_1) = \sqrt{[\Delta x(x_1, \varphi_1)]^2 + [\Delta x(x_1, \varphi_1 + \pi/2)]^2}. \quad (10)$$

ОП имеет большой основной лепесток и последовательность боковых лепестков. Общий вид погрешности и её огибающей для оценки разностной частоты спектральным методом и методом ВУРЧ [2] похожи по форме, но есть количественные отличия, которые будут описаны ниже.

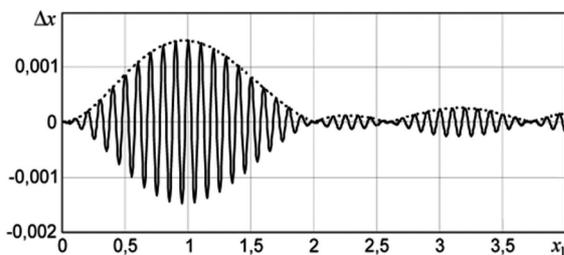


Рис. 1. Зависимость погрешности  $\Delta x$  от нормированного расстояния  $x_1$  до контролируемого объекта при отсутствии неоднородности в АВТ

Погрешность, вызванная ПЧМ, при зондировании только одиночного полезного объекта пренебрежимо мала даже в непосредственной близости от дальномеров и стремится к нулю при увеличении расстояния  $x_1$  из-за уменьшения мощности отражённого сигнала, проника-

ющего в генератор. Но при наличии дополнительных отражающих объектов в АВТ ситуация резко изменяется. Так же, как в методе ВУРЧ [2], с увеличением измеряемого расстояния на осциллирующую погрешность с уменьшающейся амплитудой осцилляций накладывается линейно нарастающая погрешность, вызванная влиянием неоднородности в АВТ. На рис. 2 приведены зависимости составляющей погрешности измерения расстояния до контролируемого объекта, вызванной ПЧМ, при наличии в АВТ неоднородности ( $\Gamma_2 = 0,2$ ), удалённой от генератора на расстояние 127,5 мм (жирная линия). Остальные параметры соответствуют рис.1. Перемещение этой неоднородности на четверть длины волны (до 135 мм – тонкая линия), или изменение фазы коэффициента отражения от неоднородности в АВТ на  $180^\circ$ , кардинально изменяет зависимость погрешности измерения, что показано на рис. 2 тонкой линией. Такое изменение фазы коэффициента отражения от неоднородности в АВТ возможно в результате изменений в окружающей среде, например из-за выпадения росы на узлах герметизации АВТ. Показанные линии являются предельными. Они охватывают всю область возможных значений погрешности, возникающей при других расстояниях до АВТ или значениях фазы коэффициента отражения. В результате возможное предельное изменение погрешности измерения расстояния до контролируемого объекта, удалённого на 30 м, составляет  $\pm 20$  мм, что недопустимо для большинства практических применений радиодальномеров.

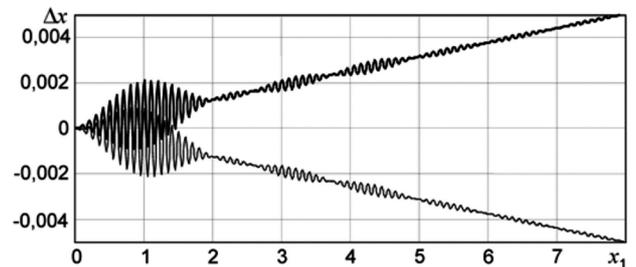


Рис. 2. Зависимость погрешности  $\Delta x$  от нормированного расстояния  $x_1$  при наличии неоднородности в АВТ

### Связь ОП, вызванной ПЧМ, со спектральными свойствами весовых функций

Свойства ОП, существенно влияющие на возможность снижения погрешности оценки частоты, связаны со спектральными свойствами ВФ (7), (8) и в основном аналогичны свойствам ОП при использовании весового усреднения разностной частоты [2], но с некоторыми отличиями.

1. ОП имеют периодическую и непериодическую последовательность глубоких стационарных и варьируемых минимумов погрешности. Частоты периодической последовательности минимумов погрешности соответствуют периодической последовательности максимумов боковых лепестков СПА применяемой ВФ. Непериодическая последовательность варьируемых минимумов погрешности связана сложной зависимостью с частотами задаваемых нулей  $b_1, \dots, b_N$  СПА ВФ. В общем случае положения стационарных минимумов ОП зависят от положения варьируемых нулей СПА и могут существенно изменяться вблизи своего среднего значе-

ния при изменении положения любого из варьируемых нулей СПА.

2. Для ВФ с  $N$  варьируемыми нулями СПА кроме стационарных минимумов ОП можно дополнительно выполнить формирование минимумов ОП на  $N$  частотах. В общем случае частоты минимумов ОП не совпадают с частотами задаваемых нулей СПА  $b_1, \dots, b_N$ . Однако совмещение двух и более нулей СПА на одной частоте позволяет получить достаточно глубокий минимум ОП на этой частоте.

3. Асимптотическая скорость уменьшения БЛ ОП, определяемая аналогично скорости уменьшения БЛ СПА [5], при использовании АВФ семейства  $w_s(t, b_1, \dots, b_N)$  составляет  $C_{sF} = -(6 + 12N_\infty)$  дБ/окт, а при использовании АВФ семейства  $w_c(t, b_1, \dots, b_N)$  –  $C_{cF} = -12N_\infty$  дБ/окт, где  $N_\infty$  – число нулей СПА, заданных на бесконечной частоте. Таким образом, при использовании одинаковой ВФ в спектральном методе асимптотическая скорость уменьшения БЛ ОП на 6 дБ/окт больше, чем в методе ВУРЧ. При одинаковой сформированной ширине основного лепестка ОП в обоих методах измерения расстояния платой за увеличение скорости уменьшения боковых лепестков ОП в спектральном методе является увеличение начального уровня боковых лепестков и расширение основного лепестка на любом уровне, превышающем сформированный минимум.

4. Уровень БЛ ОП однозначно зависит от распределения по частоте варьируемых нулей СПА и их кратности. Увеличение частоты одного из варьируемых нулей СПА приводит к снижению уровня всех лепестков ОП с большими частотами и росту всех боковых лепестков ОП с меньшими частотами. При этом увеличивается ширина основного лепестка ОП на любом уровне, отличном от нулевого. Причём положение нуля основного лепестка может быть задано двумя равными нулями СПА  $b_1 = b_2 \leq N + 1$  для ВФ (8) или  $b_1 = b_2 \leq N + 1,5$  для ВФ (9). Уменьшение частоты одного из варьируемых нулей приводит к противоположному эффекту.

5. Увеличение диапазона ЧМ приводит к пропорциональному снижению погрешности в максимумах основного и боковых лепестков ОП.

6. Возможно задание положений варьируемых нулей СПА двух семейств ВФ (7) и (8), при которых ОП совпадают для обоих рассмотренных методов оценки частоты.

Отметим, что расчёты по теоретической формуле (9) полностью количественно совпадают с результатами численного моделирования при одинаковых параметрах помех, ЧМ, ВФ, расстояний и свойствах ППМ.

На рис. 3. цифрой 1 на поле рисунка обозначена пара совпадающих графиков зависимости ОП от расстояния  $x_2$  до неоднородности в АВТ для спектральной оценки частоты (сплошная тонкая линия) с тремя заданными нулями СПА ВФ (7) на одной частоте  $b_1 = b_2 = b_3 = 2,2$  и для метода ВУРЧ (точечная линия) при использовании ВФ (8) с заданными двумя нулями СПА на той же нормированной частоте  $b_1 = b_2 = 2,2$  и одного нуля СПА на нормированной частоте  $b_3 = 3,32$ .

Расчёты по формулам (9) и (10) и моделирование проводились при относительном расстоянии до плоского отражателя в свободном пространстве  $x_1 = 200$  (30 м в абсолютных значениях). В расчётах использованы параметры ЧМ дальномера, соответствующие рис. 2.

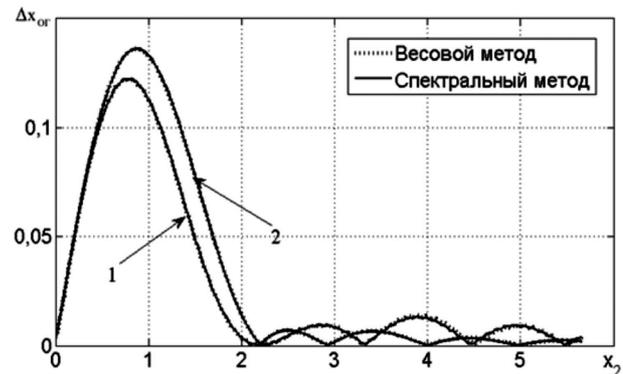


Рис. 3. ОП для двух скоростей уменьшения боковых лепестков и двух методов оценки частоты

В результате выбора параметров ВФ, которые дают для разных методов обработки СРЧ одинаковые скорости уменьшения боковых лепестков ОП (6 дБ/окт) и одинаковые положения минимумов, получаются полностью совпадающие ОП.

Такое же совпадение графиков, обозначенное на поле рисунка цифрой 2, получено при использовании для метода ВУРЧ ВФ (8) с параметрами  $b_1 = 2,2$ ,  $b_2 = 3,2$  и  $b_3 = 1000$  и для спектрального метода ВФ (7) с параметрами  $b_1 = b_2 = 2,2$  и  $b_3 = 3,6$ . При этом скорость уменьшения боковых лепестков ОП равна 12 дБ/окт.

Можно заметить, что за увеличение скорости снижения боковых лепестков ОП приходится платить сужением зоны первого минимума погрешности, некоторым увеличением уровня погрешности в основном лепестке и расширением основного лепестка.

Отметим также, что использование в обоих методах одинаковых ВФ приводит к меньшему уровню погрешности для метода ВУРЧ (примерно на 10 % – 20 %), но большему уровню боковых лепестков ОП.

### Минимизация погрешности оценки расстояния

Сходство перечисленных зависимостей погрешности при оценке частоты спектральным методом и методом ВУРЧ от вида и параметров ВФ и учёт перечисленных различий позволяют для обоих методов использовать достаточно простой способ снижения погрешности, порождённой влиянием отражения в АВТ, который заключается в общем случае в выборе такой ВФ, для которой положение минимума ОП равно нормированной длине однородного участка АВТ до узла герметизации [2]. В частности, для ВФ (7) и (8) соответствующее положение минимума ОП совпадает со значением нулей ВФ. При этом снижение соответствующей возможной составляющей погрешности достигает нескольких тысяч раз.

Такой способ снижения возможной погрешности практически используется в уровнемерах серии БАРС, выпускаемых Рязанским ООО предприятие «КОНТАКТ-1».

## Выводы

1. Получены теоретические зависимости относительной погрешности оценки расстояния от значения нормированного измеряемого расстояния, параметров ВФ и параметров ППМ.

2. Показано сходство влияния ПЧМ, вызванной эхо сигналами, на погрешность измерения расстояния до контролируемого объекта, при обработке СРЧ методом ВУРЧ и спектральным методом.

3. Доказана возможность получения одинаковых результатов для метода ВУРЧ и спектрального метода путём подбора параметров используемых ВФ.

4. Сформулирована возможность снижения погрешности оценки частоты, вызванной ПЧМ, в тысячи раз, выбором в рабочей программе обработки СРЧ ЧМ дальности значений параметров ВФ (7) или (8), совпадающих по величине с нормированным расстоянием до неоднородности в АВТ.

## Приложение

### Аналитические выражения составляющих формулы (9)

$$\begin{aligned} \dot{S}_s(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2) = & \Gamma_1 \left\{ \frac{e^{j\varphi_1}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{01} L_{sN} x_{ns1} + \right. \\ & + \pi x_1 A \Gamma_2 \left[ a \frac{e^{j\varphi_2}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{11} L_{sN} x_{ns2} - \right. \\ & - a \frac{e^{j\varphi_3}}{2} \operatorname{sinc} \pi x_{12} L_{sN} x_{ns3} + \\ & + \frac{j e^{j\varphi_2}}{4\pi} L_{sN} \left( \frac{x_{ns2}}{x_{11}} \cos \pi x_{11} - \frac{x_{ns4}}{\pi} \sin \pi x_{11} \right) - \\ & \left. \left. - \frac{j e^{j\varphi_3}}{4\pi} L_{sN} \left( \frac{x_{ns3}}{x_{12}} \cos \pi x_{12} - \frac{x_{ns5}}{\pi} \sin \pi x_{12} \right) \right] \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Phi_1 = & 2\pi[x_1 a - \varphi_1]; \quad \Phi_2 = 2\pi[(x_1 - x_2)a - (\varphi_1 - \varphi_2)]; \\ \Phi_3 = & 2\pi[(x_1 + x_2)a - (\varphi_1 + \varphi_2)]; \quad x_{01} = (x - x_1); \\ x_{11} = & (x - (x_1 - x_2)); \quad x_{12} = (x - (x_1 + x_2)); \\ x_{ns1} = & x_{01}^2 / (x_{01}^2 - n^2); \quad x_{ns2} = x_{11}^2 / (x_{11}^2 - n^2); \\ x_{ns3} = & x_{12}^2 / (x_{12}^2 - n^2); \quad x_{ns4} = (x_{11}^2 + n^2) / (x_{11}^2 - n^2); \\ x_{ns5} = & (x_{12}^2 + n^2) / (x_{12}^2 - n^2); \quad \varphi_1, \varphi_2 - \text{фазы коэффициента отражения полезного сигнала и помехи, соответ-} \end{aligned}$$

$$\text{ственно; } L_{sN} x_{nsi} = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{nsi};$$

$$L_{cN} x_{ncc} = \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{ncc};$$

$$p\dot{S}_s(x) = \Gamma_1 \{ p\dot{S}_{s1}(x) + \pi x_1 A \Gamma_2 [ap\dot{S}_{s2}(x) - ap\dot{S}_{s3}(x) + p\dot{S}_{s4}(x) - p\dot{S}_{s5}(x)] \};$$

$$p\dot{S}_{s1}(x) = \frac{e^{j\varphi_1}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns1} \frac{\pi x_{01} \cos \pi x_{01} - \sin \pi x_{01}}{\pi x_{01}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{01} \frac{-2x_{01}n^2}{(x_{01}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s2}(x) = \frac{e^{j\varphi_2}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns2} \frac{\pi x_{11} \cos \pi x_{11} - \sin \pi x_{11}}{\pi x_{11}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{11} \frac{-2x_{11}n^2}{(x_{11}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s3}(x) = \frac{e^{j\varphi_3}}{2} L_{sN} \left\{ x_{ns3} \frac{\pi x_{12} \cos \pi x_{12} - \sin \pi x_{12}}{\pi x_{12}^2} + \operatorname{sinc} \pi x_{12} \frac{-2x_{12}n^2}{(x_{12}^2 - n^2)^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s4}(x) = \frac{j e^{j\varphi_2}}{4\pi} L_{sN} \times \left\{ - \frac{(x_{11}^2 + n^2) \cos \pi x_{11} + \pi x_{11} (x_{11}^2 - n^2) \sin \pi x_{11}}{(x_{11}^2 - n^2)^2} - \frac{\pi (x_{11}^4 - n^4) \cos \pi x_{11} - 2x_{11} (x_{11}^2 + 3n^2) \sin \pi x_{11}}{\pi (x_{11}^2 - n^2)^3} \right\};$$

$$p\dot{S}_{s5}(x) = \frac{j e^{j\varphi_3}}{4\pi} L_{sN} \times \left\{ - \frac{(x_{12}^2 + n^2) \cos \pi x_{12} + \pi x_{12} (x_{12}^2 - n^2) \sin \pi x_{12}}{(x_{12}^2 - n^2)^2} - \frac{\pi (x_{12}^4 - n^4) \cos \pi x_{12} - 2x_{12} (x_{12}^2 + 3n^2) \sin \pi x_{12}}{\pi (x_{12}^2 - n^2)^3} \right\};$$

$$Z_s(x) = \frac{1}{4} \left[ \frac{-\pi^2}{3} + \sum_{n=1}^N C_{sn}(b_1, b_2, \dots, b_N) \cos n\pi \frac{-2}{n^2} \right];$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_c(x_1, x_2, \varphi_1, \varphi_2) = & \Gamma_1 \left\{ \frac{-e^{j\varphi_1}}{2\pi K} \cos \pi x_{01} L_{cN} x_{nc1} + \right. \\ & + \pi x_1 A \Gamma_2 \left[ a \frac{-e^{j\varphi_2}}{2\pi K} \cos \pi x_{11} L_{cN} x_{nc2} - \right. \\ & - a \frac{-e^{j\varphi_3}}{2\pi K} \cos \pi x_{12} L_{cN} x_{nc3} + \\ & + \frac{j e^{j\varphi_2}}{2\pi K} L_{cN} \left( \frac{x_{nc2}}{2} \sin \pi x_{11} + \frac{x_{nc2}}{\pi} x_{11} \cos \pi x_{11} \right) - \\ & \left. \left. - \frac{j e^{j\varphi_3}}{2\pi K} L_{cN} \left( \frac{x_{nc3}}{2} \sin \pi x_{12} + \frac{x_{nc3}}{\pi} x_{12} \cos \pi x_{12} \right) \right] \right\}; \end{aligned}$$

$$x_{nc1} = (n + 0,5) / [x_{01}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$x_{nc2} = (n + 0,5) / [x_{11}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$x_{nc3} = (n + 0,5) / [x_{12}^2 - (n + 0,5)^2];$$

$$L_{sN}(x_{nsi}) = \sum_{n=0}^N C_{sn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{nsi} \text{ и}$$

$$L_{cN}(x_{ncc}) = \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, \dots, b_N) \cos(n\pi) x_{ncc};$$

$$p\dot{S}_c(x) = \Gamma_1 \{ p\dot{S}_{c1}(x) + \pi x_1 A \Gamma_2 [ap\dot{S}_{c2}(x) - ap\dot{S}_{c3}(x) + p\dot{S}_{c4}(x) - p\dot{S}_{c5}(x)] \};$$

$$p\dot{S}_{c1}(x) = \frac{e^{j\varphi_1}}{2\pi K} L_{cN} m \frac{\pi [x_{01}^2 - m^2] \sin \pi x_{01} + 2x_{01} \cos \pi x_{01}}{[x_{01}^2 - m^2]^2};$$

$$p\dot{S}_{c2}(x) = \frac{e^{j\Phi_2}}{2\pi K} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{11}^2 - m^2] \sin \pi x_{11} + 2x_{11} \cos \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{c3}(x) = \frac{e^{j\Phi_3}}{2\pi K} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{12}^2 - m^2] \sin \pi x_{12} + 2x_{12} \cos \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^2} \right\};$$

$$p\dot{S}_{c4}(x) = \frac{e^{j\Phi_4}}{2\pi K} \left\langle \frac{1}{2} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{11}^2 - m^2] \cos \pi x_{11} - 2x_{11} \sin \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^2} \right\} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} L_{cN} \left\{ m \frac{-[3x_{11}^2 + m^2] \cos \pi x_{11} - \pi x_{11} [x_{11}^2 - m^2] \sin \pi x_{11}}{[x_{11}^2 - m^2]^3} \right\} \right\rangle;$$

$$p\dot{S}_{c5}(x) = \frac{e^{j\Phi_5}}{2\pi K} \left\langle \frac{1}{2} L_{cN} \left\{ m \frac{\pi[x_{12}^2 - m^2] \cos \pi x_{12} - 2x_{12} \sin \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^2} \right\} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} L_{cN} \left\{ m \frac{-[3x_{12}^2 + m^2] \cos \pi x_{12} - \pi x_{12} [x_{12}^2 - m^2] \sin \pi x_{12}}{[x_{12}^2 - m^2]^3} \right\} \right\rangle.$$

$$m = n + 0,5;$$

$$Z_c(x) = \frac{-1}{4\pi K} \sum_{n=0}^N C_{cn}(b_1, b_2, \dots, b_N) \cos n\pi \frac{\pi^2 m^2 - 2}{m^3}.$$

## Литература

1. Атаянц Б.А., Давыдочкин В.М., Езерский В.В., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения. М.: Радиотехника. 2012. 512 с.
2. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В., Езерский В.В. Минимизация влияния паразитной частотной модуляции, вызванной эхо сигналами, в частотных дальнометрах ближнего действия с весовым усреднением разностной частоты // Радиотехника. 2017. № 5. С. 11-20.
3. Давыдочкина С.В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа финитных колебательных процессов // Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава Рязанского государственного агротехнологического университета им. П.А. Костычева. Рязань, 2008. С. 78-81.
4. Давыдочкин В.М., Давыдочкина С.В. Весовые функции для адаптивного гармонического анализа сигналов с многомодовым спектром // Цифровая обработка сигналов. 2008. № 4. С. 44-48.
5. Хэррис Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. // ТИИР. 1978. Т. 66, №1. С. 60-96.

## НОВЫЕ КНИГИ

### Брюханов Ю.А. Цифровые цепи и сигналы

Учебное пособие – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 3-изд. перераб. и доп., 2017 г. – 160 с.: ил.

Приведен математический аппарат для анализа сигналов и цепей дискретного времени. Изложены спектральная теория периодических и непериодических цифровых сигналов, теория цепей дискретного времени. Подробно рассмотрены частотные свойства и временные характеристики базовых нерекурсивных и рекурсивных линейных цепей (цифровых фильтров) первого и второго порядков. Изложены методы изменения частоты дискретизации цифровых сигналов: децимация и интерполяция, а также способы их реализации. Уделено внимание теории случайных сигналов и процессов дискретного времени, протекающих в цифровых цепях. Рассмотрены эффекты квантования в цифровых сигналах и цепях.

Для студентов вузов, обучающихся по направлению подготовки «Радиофизика», «Радиотехника» и «Информационные технологии и системы связи».

### Афанасьев А.А., Рыболовлев А.А., Рыжков А.П. Цифровая обработка сигналов

Учебное пособие для вузов – М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2017 г. – 356 с.: ил.

Изложены базовые теоретические и практические вопросы в области анализа, синтеза и экспериментального исследования систем цифровой обработки сигналов (ЦОС). Приведены основные методы расчета характеристик устройств ЦОС, показаны особенности их анализа в различных условиях функционирования, даны основные подходы к синтезу систем ЦОС, рассмотрены основные происходящие в них физические процессы. Изложенные теоретические сведения сопровождаются практическими примерами решения прикладных задач.

Для студентов вузов, обучающихся по укрупненной группе направлений подготовки 11.00.00 – «Электроника, радиотехника и системы связи».

