УДК 621.317:629.78

Ю. Н. АЛЕКСАНДРОВ, канд. техн. наук,
Ю. Д. ТРОИЦКИЙ

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ОТНОСИТЕЛЬНОГО ЭТАЛОНИРОВАНИЯ В ФАЗОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ ДАЛЬНОСТИ

Известно, что одна из составляющих погрешностей измерения в радиотехнических системах измерения параметров движения определяется характером и интенсивностью действующих в радиолинии шумов.

Статистическая радиотехника исследует в основном наиболее распространенный случай аддитивного некоррелированного шума с нормальным распределением плотности вероятности и нулевым средним значением. Для такого шума погрешность измерения неэнергетического параметра сигнала (в интересующем нас случае фазы) определяется формулой [1]

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{Э_{ш_0}}{2Э_с}, \tag{1}$$

где $Э_{ш_0}$ — энергия шума в полосе приемника; $Э_с$ — энергия сигнала.

Или в общем случае

$$\sigma_\varphi^2 = \frac{Э_{ш_0}}{2|Z''(\Phi_0)|}, \tag{2}$$

где $Z(\Phi_0)$ — значение логарифма функции правдоподобия в точке ее максимума:

$$Z(\Phi) = \int_0^T S(t)\cdot S(t+\tau)\,dt + \int_0^T S(t)\cdot n(t)\,dt. \tag{3}$$

При нормальном шуме $n(t)$ с нулевым средним $M\,[n(t)]=0$ и большом соотношении сигнал-шум можно после несложных преобразований соотношений (2), (3) получить выражение (1).

В общем же случае для оценки погрешности измерения фазы сигнала необходимо знать функцию взаимной корреляции сигнала и шума. Таким образом, для повышения достоверности оценки качества работы фазовых измерителей дальности необходим анализ и учет влияния всего многообразия действующих шумов. С другой стороны, если синтезировать сигнал, в котором наряду с информативными содержались бы эталонные параметры, имеющие с ними детерминированную связь при отсутствии шумов и известную статистическую зависимость при их наличии, то оценку качества работы фазового дальномера можно проводить путем сравнения (по выбранному критерию) истинного значения эталонного параметра x с его измеренным после прохождения сигнала через радиолинию значением. Следовательно, в этом случае отпадает необходимость в отыскании статистических характеристик действующих в радиолинии шумов. Метод эталонных параметров заключается в следующем. Пусть обработке подлежат измеренные значения параметра y. Параметр y_i измеряется с искажениями

$$\hat{y}_i = y_i + \nu_y(t_i),$$

где $\nu_y(t_i)$— аддитивный шум параметра с неизвестными характеристиками. Пусть одновременно с измерениями y измеритель производит измерение эталонного параметра x,

$$\hat{x}_i = x_i + \nu_x(t_i).$$

Тогда дисперсия оценки параметра $\hat{y}_i$ будет связана с дисперсией оценки эталонного параметра $\hat{x}_i$ через коэффициент корреляции [2]:

$$\rho = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y}, \tag{4}$$

где σ_{xy} — коэффициент, характеризующий корреляцию между x и y, определяется как

$$\sigma_{xy} = \lim_{n \to \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (\hat{x}_i - \mu_x)(\hat{y}_i - \mu_y). \tag{5}$$

Здесь μ_x, μ_y — истинные значения параметров x, y соответственно. Величина x_i известна и является эталонной, поэтому $\mu_x = x_i$, следовательно,

$$\sigma_x = \sqrt{\lim_{n \to \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (\hat{x}_i - x)^2}. \tag{6}$$

Тогда

$$\sigma_y = \frac{\sigma_{xy}}{\rho \sigma_x}. \tag{7}$$

Ясно, что для определения σ_y необходимо знать коэффициент корреляции между эталонным и измеряемым параметрами.

Выберем эталонный параметр x, линейно зависящий от y, $y = ax + c$ (8). В этом случае

$$\sigma_y^2 = \lim_{n \to \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} [(a\hat{x}_i + c) - (a\mu_x + c)]^2 = a^2 \sigma_x^2; \tag{9}$$

$$\sigma_{xy} = \lim_{n \to \infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} \{[(a\hat{x}_i + c) - (a\mu_x + c)](\hat{x}_i - \mu_x)\} = a\sigma_x^2.$$

Следовательно,

$$\rho = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y} = \frac{a\sigma_x^2}{\sigma_x a \sigma_x} = 1. \qquad (10)$$

Очевидно, что ошибка в определении дисперсии $\sigma_{\sigma_y^2}$ связана с ошибкой определения дисперсии $\sigma_{\sigma_x^2}$ через коэффициент a: $\sigma_{\sigma_y}^2 = a^2\sigma_x^2$. Поэтому при выборе эталонного параметра желательно иметь коэффициент $a \leqslant 1$. С этой точки зрения использование частоты сигнала в качестве эталона в фазовом измерителе дальности не желательно, так как $\varphi = Tf + \varphi_0$, что влечет за собой увеличение в T^2 раз ошибки в оценке дисперсии фазы по сравнению с ошибкой в оценке дисперсии частоты сигнала. Другой параметром, линейно связанной с фазой сигнала, — разность фаз между двумя соседними посылками сигнала.

Оценим зависимость погрешностей измерения фазы и относительной разности фаз сигнала вида

$$S(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi). \qquad (11)$$

Рассмотрим две последовательно передаваемые посылки этого сигнала

$$S_{i-1}(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_{i-1}),\ T_n \leqslant t < iT_n; \qquad (12)$$
$$S_i(t) = U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_i),\ iT_n \leqslant t \leqslant (i+1)\,T_n,$$

где T_n — длительность посылки; i — номер посылки. Разница $\varphi_i - \varphi_{i-1}$ задана и является эталонной величиной $\Delta\varphi_э$. Предположим, что на сигнал воздействует аддитивный шум $n(t)$, который вызывает дисперсию измерения фазы i—1 посылки $\sigma^2_{\varphi i-1}$ а i-й — посылки $\sigma^2_{\varphi i}$. Тогда дисперсия разности фаз i—1 и i-й посылок $\sigma^2_{\Delta\varphi э}$ при условии, что $\tau \leqslant T_n$, где τ — интервал корреляции помехи, будет равна

$$\sigma^2_{\Delta\varphi_э} = \sigma^2_{\varphi_i} + \sigma^2_{\varphi_{i-1}}. \qquad (13)$$

Если предположить, что время действия помехи $T_m > 2T_n$, то $\sigma^2_{\varphi i} = \sigma^2_{\varphi i-1}$. Условия $T_m > 2T_n$ и $\tau < T_n$ легко выполнить выбором величины T_n. Таким образом, среднеквадратичная погрешность оценки измерения эталонной разности фаз $\widehat{\Delta\varphi}_э$ связана с ошибками измерения фазы сигнала

$$\sigma_{\Delta\varphi э} = \sqrt{\sigma^2_{\varphi_i} + \sigma^2_{\varphi_{i-1}}} = \sqrt{2}\,\sigma_\varphi. \qquad (14)$$

Пусть на сигнал (12) действует неаддитивная помеха, которая вызывает случайные изменения его параметров. Рассмотрим сигнал со случайной частотой, которая изменяется под действием неаддитивной помехи

$$S(t) = U_0 \sin[(\omega_0 + \xi)\,t + \varphi], \qquad (15)$$

где ξ — случайное отклонение частоты сигнала от среднего значения ω_0. В этом случае $i-1$ и i-я посылки сигнала будут иметь вид

$$S_{i-1}(t) = U_0 \sin [(\omega_0 + \xi) t + \varphi_{i-1}], \ (i-1) T_n \leqslant t \leqslant i T_n; \tag{16}$$

$$S_i(t) = U_0 \sin [(\omega_0 + \xi) t + \varphi_i], \ i T_n \leqslant t \leqslant (i+1) T_n.$$

Так как частота сигнала неизвестна, то, используя алгоритм автокорреляционного приема, на выходе приемника получим [3]

$$I = \int_0^{T_n} S_i(t) S_{i-1}(t)\, dt. \tag{17}$$

Определим напряжение на выходе приемника, для чего вычислим интеграл алгоритма корреляционного приема. Учтем при этом, что $i-1$ посылка после совмещения ее по времени с i-й (после линии задержки) примет вид [4]

$$S_{i-1}(t) = U_0 \sin [(\omega_0 + \xi)(t + \tau) + \varphi_{i-1}]. \tag{18}$$

В результате вычисления

$$I = \int_0^{T_n} U_0^2 \sin [(\omega_0 + \xi) t + \varphi_i] \sin [(\omega_0 + \xi)(t + \tau) + \varphi_{i-1}]\, dt =$$

$$= \frac{U_0^2 T_n}{2} \cos (\varphi_i - \varphi_{i-1} + \xi\tau) + \frac{U_0^2 T_n}{4(\omega_0 + \xi)} [\sin (\varphi_i + \varphi_{i-1} + \xi\tau) -$$

$$- \sin (\varphi_i + \varphi_{i-1} + \xi\tau + 2\xi T_n)].$$

При этом принято во внимание, что $\omega_0 \tau \approx \omega_0 T_n \approx 2\pi K$ (K — целое число). Для упрощения пренебрегаем вторым слагаемым, так как $\omega_0 + \xi \gg 2\pi / T_n$, т. е. сигнал узкополосный.
Тогда

$$I = \frac{U_0^2 T_n}{2} \cos (\varphi_i - \varphi_{i-1} + \xi\tau) = \frac{U_0 T_n}{2} \cos (\Delta\varphi_э + \xi\tau). \tag{20}$$

Следовательно, выбранный эталонный параметр учитывает действие неаддитивной помехи. В случае действия такой помехи, вызывающей изменение фазы сигнала φ, эквивалентное изменению частоты ξ, погрешность измерения фазы равна $\delta_{\varphi\xi} = \xi T$ (21), где T — время обработки сигнала. А погрешность измерения разности фаз $\delta_{\Delta\varphi_э \xi} = \xi\tau$ (22), в случае $\tau = T$ $\delta_{\Delta\varphi_э \xi} = \delta_{\varphi\xi}$ (23). При воздействии на сигнал аддитивных и неаддитивных помех, зависимость между предельной погрешностью измерения разности фаз и погрешностью измерения фазы сигнала будет иметь вид

$$\delta_{\Delta\varphi_{пред}} = 3\sigma_{\Delta\varphi_э} + \delta_{\Delta\varphi_{э\xi}} = 3\sqrt{2}\,\sigma_\varphi + \delta_{\varphi\xi}. \tag{24}$$

Таким образом, выбранная в качестве эталонного параметра разность фаз между двумя посылками сигнала имеет известную статистическую связь с фазой сигнала, что позволяет оценить качество работы фазового дальномера при воздействии широкого класса помех.

Список литературы: 1. *Палькович С. Е., Хомяков Э. Н.* Статистическая теория измерительных радиосистем. М., 1981. 287 с. 2. *Бендат Дж., Пирсол А.* Применение корреляционного и спектрального анализа. М., 1983. 312 с. 3. *Поиск,* обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах/Под ред. Ю. М. Казаринова. М., 1975. 296 с. 4. *Окунев Ю. Б.* Теория фазоразностной модуляции. М., 1979. 215 с.

Поступила в редколлегию 06.12.88

УДК 519.8

В. А. ФРОЛОВ, канд. техн. наук,
Г. В. НАЗАРОВА, канд. техн. наук,
В. Л. ЖЕРДЕВ, Г. А. ЖУРАВЕЛЬ

К ВОПРОСУ ВЫБОРА ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Многие задачи обеспечения надежности радиоэлектронных и электронно-вычислительных средств решаются на стадии проектирования путем выбора наиболее рациональной элементной базы. В процессе проектирования решаются две задачи: выбор структуры и выбор элементов структуры, т. е. конкретных модулей и микромодулей. Принятие решений о выборе той или иной элементной базы производится с учетом конструкторско-технологических ограничений. В технической литературе эта задача обычно называется покрытием. Для ее решения могут быть использованы различные методы.

Рассмотрим некоторые пути решения, остановившись более подробно на математическом аппарате теории статистических игр и методике его использования для решения задачи покрытия, т. е. задачи синтеза. Решить поставленную задачу синтеза с применением формальных методов удается для сравнительно несложных устройств, с ограничениями экономического и конструктивно-технологического плана. Трудности, которые возникают при выборе и обосновании элементной базы, в первую очередь связаны с неоднозначностью решений, а также с чрезвычайно высокой размерностью поискового пространства для современной микропроцессорной аппаратуры с учетом согласования элементов по информационным, энергетическим, конструктивным и технологическим признакам.

Предположим, что при функциональном синтезе определено минимально необходимое количество элементарных преобразователей, реализующих заданные функции проектируемого радио-