

В. Н. БЫКОВ, канд. техн. наук, А. С. ВИЛЬЧИНСКИЙ,
В. А. КУЛАКОВ, А. С. СУЛТАНОВ, канд. техн. наук

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОГО МЕТОДА ПРИЕМА ШУМОВЫХ СИГНАЛОВ

Существует несколько методов формирования и приема широкополосных шумовых сигналов, описанных в работах [1—4]. Сравнительно просто практически шумовое несущее колебание можно сформировать путем ограничения по спектру случайного процесса, генерируемого источниками шума, с помощью полосового фильтра [2]. Аналитически

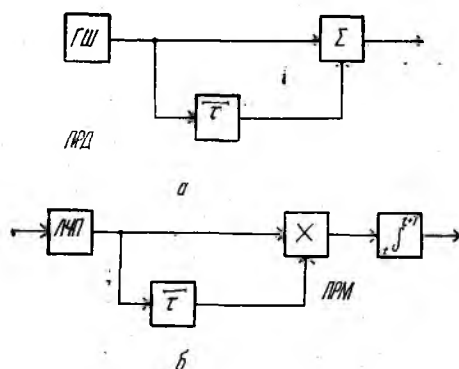


Рис. 1

ограниченный по спектру стационарный случайный процесс представим в виде гармонического колебания [3] $u_c(t) = V(t) \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]$ (1), где $V(t)$, $\Phi(t)$ — медленно изменяющиеся по сравнению с $\cos \omega_0 t$ случайные амплитуда и фаза сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ — круговая частота.

Изменение одного из параметров шумового сигнала (амплитуды или аргумента косинуса) по закону передаваемого сообщения позволяет сформировать модулированное шумовое

колебание, которое может использоваться для передачи полезной информации.

Один из основных методов приема широкополосных шумовых сигналов на фоне мощных шумовых помех — автокорреляционный прием. Наиболее изучен метод автокорреляционного приема дискретных шумовых сигналов, применяющийся для передачи сообщений по радиотелеграфу [2]. Вопрос передачи с помощью шумовых сигналов непрерывных сообщений, например, речевой информации по радиотелефонному (ТЛФ) каналу и автокорреляционного приема таких сигналов изучен недостаточно.

В этой связи целесообразно оценить помехоустойчивость автокорреляционного метода приема аналоговых шумовых сигналов.

На рис. 1 показана структурная схема радиоприемника с автокорреляционной обработкой широкополосных шумовых сигналов. Поясним принцип работы радиоприемника. Шумовой сигнал на выходе генератора шума (ГШ) — это случайный процесс (1), промодулированный по закону передаваемого сообщения. Сигнал делится по мощности пополам, затем одна составляющая сигнала задерживается в линии задержки (ЛЗ) на время τ и обе составляющие складываются в сумматоре. При выполнении условия $\tau > \tau_k$, где τ_k — интервал корреляции

шумового сигнала, на выходе передатчика (ПРД) формируется сигнал, представляющий собой сумму независимых задержанной и незадержанной шумовых компонент. В линейной части приемника (ЛЧП) сигнал передатчика суммируется с шумами приемника (ПРМ) (аддитивные помехи), кроме того, смесь сигнала и шума в ЛЧП дополнительно модулируется по амплитуде из-за флюктуаций коэффициента усиления усилительных каскадов ПРМ (мультипликативные или модулирующие помехи). Затем смесь сигнала и шума делится по мощности пополам, одна из составляющих задерживается на время τ , аналогичное интервалу задержки ЛЗ ПРД, и обе составляющие подаются на входы перемножителя автокоррелятора. На выходе интегратора автокоррелятора в результате статистического усреднения сигнала и шума образуется среднее значение сигнала, пропорциональное его мощности, и дисперсия шума.

Вследствие отсутствия в литературе выражения для отношения сигнал-шум на выходе ПРМ радиолинии с автокорреляционной обработкой при плавно изменяющемся интервале задержки ПРД и ПРМ приведем вывод данного выражения и на его основе оценим помехоустойчивость автокорреляционного метода приема аналоговых шумовых сигналов. Для этого воспользуемся выражением для отношения сигнал-шум на выходе ПРМ [4]:

$$q_{\text{вых}} = \frac{m_{\text{сш}} - m_{\text{ш}}}{\sqrt{\langle u_{\text{сш}}^2 \rangle - \langle u_{\text{сш}} \rangle^2}} = \frac{\langle u_{\text{с}} \rangle}{\sqrt{D_{\text{сш}}}}. \quad (2)$$

Здесь $m_{\text{ш}}$, $m_{\text{сш}}$ — математическое ожидание выходного эффекта (напряжения) при отсутствии и при наличии сигнала; $\langle u_{\text{сш}} \rangle$ — среднее значение смеси сигнала и шума на выходе ПРМ; $\langle u_{\text{с}} \rangle$ — среднее значение сигнальной составляющей на выходе ПРМ; $D_{\text{сш}}$ — дисперсия шумовой составляющей на выходе ПРМ.

Запишем выражения для составляющих сигнала и шума на двух входах перемножителя ПРМ (рис. 1) с учетом (1):

$$\begin{aligned} & \frac{k(\tau)}{\sqrt{2}} \{V_{\text{с}}(t) \cos [\omega_0 t + \Phi(t)] + V_{\text{с}}(t - \tau) \cos [\omega_0(t - \tau) + \\ & \quad + \Phi(t - \tau)]\} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\text{ш}}(t) \cos [\omega_0 t + \Phi(t)]; \\ & \frac{k(\tau)}{\sqrt{2}} \{V_{\text{с}}(t - \tau) \cos [\omega_0(t - \tau) + \Phi(t - \tau)] + \\ & \quad + V_{\text{с}}(t - 2\tau) \cos [\omega_0(t - 2\tau) + \Phi(t - 2\tau)]\} + \\ & \quad + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{\text{ш}}(t - \tau) \cos [\omega_0(t - \tau) + \Phi(t - \tau)]. \end{aligned} \quad (3)$$

Коэффициент пропорциональности $k(\tau)$, полученный при условии поддержания постоянного уровня мощности на выходе ПРД, имеет вид

$$k(\tau) = \frac{1}{\sqrt{2[1 + \rho(\tau)]}}, \quad (4)$$

где $\rho(\tau)$ — огибающая корреляционной функции $R(\tau)$. Коэффициент $1/\sqrt{2}$ характеризует деление по мощности пополам в ПРМ. Принимая

во внимание, что среднее значение произведения сигнальной и шумовой компонент в силу их независимости $\langle V_c(t) V_{ш}(t) \rangle = 0$, а также то, что составляющие с удвоенной частотой $\cos 2[\omega_0 t + \Phi(t)]$ отфильтровываются в интеграторе, соотношение для $m_{сш}$ на выходе интегратора запишем как

$$m_{сш} = \frac{k^2(\tau)}{2} \left\{ \frac{1}{2} R_c(0) + R_c(\tau) \cos[\omega_0 \tau + \Phi(\tau)] + \right. \\ \left. + \frac{1}{2} R_c(2\tau) \cos[\omega_0(2\tau) + \Phi(2\tau)] \right\} + \\ + \frac{1}{2} R_{ш}(\tau) \cos[\omega_0 \tau + \Phi(\tau)]. \quad (5)$$

Второе слагаемое в (5) есть математическое ожидание шумовой компоненты $m_{ш}$. Окончательно выражение для сигнальной составляющей на выходе ПРМ радиолинии принимает вид

$$\langle u_o \rangle = m_{сш} - m_{ш} = \frac{k^2(\tau) \bar{P}_c G_0}{4} \{ 1 + 2\rho(\tau) \cos[\omega_0 \tau + \Phi(\tau)] + \\ + \rho(2\tau) \cos[\omega_0(2\tau) + \Phi(2\tau)] \}, \quad (6)$$

где \bar{P}_c — средняя мощность сигнальной составляющей; G_0 — постоянная составляющая коэффициента усиления усилительных каскадов ЛЧП.

Следует отметить, что корреляционная функция шума $R_{ш}(\tau)$ отличается от корреляционной функции сигнала только значением средней мощности, а коэффициенты корреляции сигнала и шума одинаковы: $\rho_c(\tau) = \rho_{ш}(\tau) = \rho(\tau)$ и могут быть выражены, например, функциями: колоколообразной (гауссоида), $\sin x/x$, экспоненциальной и т. д. [3]. Наиболее трудоемок вывод соотношения для первой квадратурной составляющей $\langle u_{сш}^2 \rangle$ дисперсии шума. При его выводе необходимо выражение (3) под интегралом возвести в квадрат, а затем произвести операцию статистического усреднения. Опуская промежуточные выкладки, приведем окончательное выражение для дисперсии шума на выходе ПРМ:

$$D_{сш} = \bar{P}_c^2 G_0^2 \left\{ \left\{ \frac{\Delta F}{\Delta f_a} \left\{ \frac{k^4(\tau)}{2\sqrt{2}} \left[1 + \left(1 - m \frac{\Delta F}{\Delta f_c} \right) + \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + 3\rho(m) + 2\rho(2m) + \frac{1}{2}\rho(3m) + \frac{1}{2}\rho(4m) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{k^2(\tau)}{2\sqrt{2}} (q_n + q_{ш}) \left[1 + \frac{3}{2}\rho(m) + \rho(2m) + \frac{1}{2}\rho(3m) \right] + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{8\sqrt{2}} (q_{ш} + q_n)^2 [1 + \rho(2m)] \right\} + \frac{1}{16} \rho(2m) [q_{ш}^2 \delta_g^2 + \right. \\ \left. + 2q_{ш} q_n \delta_g^2 + q_n^2 (\delta_\alpha^2 + \delta_g^2 + \delta_\alpha^2 \delta_g^2)] \right\}. \quad (7)$$

Здесь Δf_a , ΔF — полоса спектра несущей и информационная полоса

сигнала; $\rho(nm) = \begin{cases} \exp\left(-\frac{\pi n^2 m^2}{4}\right) & \text{— колоколообразная огибающая кор-} \\ & \text{реляционной функции;} \\ \frac{\sin \pi n m}{\pi n m} & \text{— огибающая корреляционной функции} \\ & \text{типа } \sin x/x; \end{cases}$

$n = 1, 2, 3, \dots$; $m = 2\Delta f_c \tau = 0, 1, 2, 3, \dots$; $q_{ш}, q_{п}$ — отношение мощности шума ПРМ и внешней помехи к мощности сигнала на входе

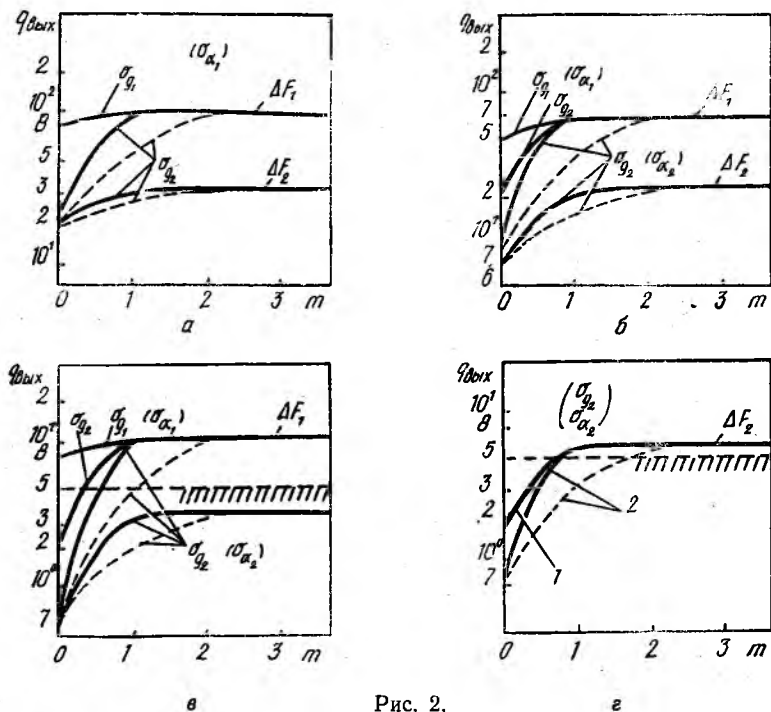


Рис. 2.

ПРМ; δ_g — флуктуации коэффициента усиления усилительных каскадов ЛЧП; δ_α — флуктуационная составляющая внешней широкополосной шумовой помехи.

Пользуясь соотношениями (2), (6) и (7), записываем выражение для отношения сигнал-шум на выходе ПРМ для двух крайних значений параметра задержки $m = 2\Delta f_c \tau = 0$ и $m \geq 3$ в виде

$$q_{\text{вых}} = \frac{1}{2 \sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f_c} (1 + q_{ш} + q_{п})^2 + \frac{1}{4} [q_{ш}^2 \delta_g^2 + 2q_{ш} q_{п} \delta_g^2 + q_{п}^2 (\delta_\alpha^2 + \delta_g^2 + \delta_g^2 \delta_\alpha^2)]}}; \quad (8)$$

$$q_{\text{вых}} = \frac{\sqrt{\Delta f_c / \Delta F}}{2 \sqrt{2} (1 + q_{ш} + q_{п})}.$$

Полученные зависимости $q_{\text{вых}}$ от величины параметра задержки показаны на рис. 2. В расчетах использованы следующие значения

величин: $\Delta F_1 = 4$ кГц, $\Delta F_2 = 33$ кГц, $\delta_{g_1} = 10^{-2}$, $\delta_{g_2} = 5 \cdot 10^{-2}$, $\delta_{\alpha_1} = 0$, $\delta_{\alpha_2} = 0,1$. На рис. 2 обозначено: $q_{ш} = 1$, $q_{п} = 0$ (рис. 2, а); $q_{ш} = q_{п} = 1$ (рис. 2, б); $q_{ш} = q_{п} = 10$ (рис. 2, в); $1 - q_{п} = 10$, $q_{ш} = 1$; $2 - q_{п} = 1$, $q_{ш} = 10$ (рис. 2, г). Расчеты проведены для полосы несущей $\Delta f_0 = 1$ ГГц, которая сравнительно просто реализуется в СВЧ части радиодиапазона, например, в миллиметровом диапазоне волн. В качестве огибающей автокорреляционной функции сигнала (шума) выбраны функции типа колоколообразной и $\sin x/x$. Зависимости для функции типа $\sin x/x$ обозначены сплошными кривыми, для колоколообразной функции — пунктирными.

Согласно результатам анализа выражения для отношения сигнал-шум при плавном изменении задержки τ прием сообщений с информационной полосой ΔF_1 (1 ТЛФ канал) и требуемым качеством $q_{\text{вых}} = 5$ [2] возможен в случае большого превышения шумов и помех над сигналом $q_{ш} = q_{п} = 10$, $\delta_g = 0,05$, $\delta_{\alpha} = 0,1$. Минимальное значение параметра задержки, когда $q_{\text{вых}}$ достигает максимального уровня, для огибающей корреляционной функции типа $\sin x/x$ и колоколообразной будет $m \leq 1$ и $m \geq 1$. Увеличение информационной полосы до ΔF_2 (4...6 ТЛФ каналов) приводит к тому, что уровень отношения сигнал-шум для $q_{ш} = q_{п} = 10$ уменьшается до $q_{\text{вых}} = 1...3$, что соответствует второму классу качества передачи речевых сообщений. При этом $q_{\text{вых}}$ достигает своего максимального значения для двух указанных ранее функций корреляции ($m \geq 1$ и $m \geq 2$). Так как функция $\sin x/x$ — периодическая, то в точках $m = 1, 2, 3, \dots$, отношение сигнал-шум соответствует своему максимуму, а в промежуточных точках отличается от максимального значения на величину от нескольких десятков процентов ($1 \leq m \leq 2$) до нескольких процентов ($2 \leq m \leq 3$). В случае аппроксимации ρ (τ) колоколообразной функцией $q_{\text{вых}}$ достигает максимума, если $m \geq 3$. Однако уже при $m = 2$ отношение сигнал-шум отличается от максимального не более, чем на 4 % для любых рассматриваемых значений $q_{ш}$ и $q_{п}$. Снижение уровня шумов (помех) $q_{ш} = 10$, $q_{п} = 1$ (или $q_{ш} = 1$, $q_{п} = 10$) приводит к увеличению отношения сигнал-шум до значений, отвечающих первому классу качества передачи ТЛФ сообщений.

Найденное выражение для отношения сигнал-шум позволяет оценить степень влияния на качество приема сигнала автокорреляционным приемником следующих видов помех: аддитивных шумов в виде внутренних шумов ПРМ ($q_{ш}$) и преднамеренных широкополосных шумовых помех ($q_{п}$, δ_{α}); мультипликативных помех в виде флуктуаций коэффициента усиления входных усилительных каскадов ПРМ ($G_{0\alpha}$, δ_d).

Внутренние шумы ПРМ ($q_{ш}$, δ_g) и внешние помехи ($q_{п}$, δ_{α}) в равной степени влияют на снижение отношения сигнал-шум. Когда внешние помехи модулированы дважды (δ_{α} , δ_g), их воздействие на $q_{\text{вых}}$ скачивается сильнее, что особенно заметно для малых значений параметра задержки $m \rightarrow 0$. Воздействие всех видов помех на качество приема сигнала существенно, если $m < 1$ для функции корреляции типа $\sin x/x$ и $m < 2$ — для колоколообразной функции корреляции сигнала. В случае $m = 2$ для рассматриваемых огибающих корреля-

ционной функции и всех значений информационной полосы сигнала внешние помехи и внутренние шумы ПРМ практически не влияют на качество принимаемого сигнала и, следовательно, увеличивать электрическую длину ЛЗ ПРД и ПРМ не целесообразно.

Таким образом, рассмотрев полученное выражение для отношения сигнал-шум на выходе автокорреляционного ПРМ при плавно изменяющейся задержке ПРД и ПРМ, можно сделать вывод, что оно позволяет анализировать влияние на качество передачи аналоговых шумовых сигналов аддитивных и мультипликативных помех, а также выбрать оптимальное значение параметра задержки $m = 2$, обеспечивающее требуемое качество принимаемого сигнала. Полученные количественные оценки показывают, что автокорреляционный метод приема широкополосных шумовых сигналов обладает высокой помехоустойчивостью и может использоваться для передачи ограниченных объемов информации в аналоговой форме.

Список литературы: 1. Харкевич А. А. Передача сигналов модулированным шумом // Электросвязь. 1957. № 11. С. 42—46. 2. Семенов А. М., Сикарев А. А. Широкополосная радиосвязь. 1970. 280 с. 3. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М., 1957. 496 с. 4. Николаев А. Г., Перцов С. В. Радиотеплолокация. М., 1964. 336 с.

Поступила в редколлегию 08.07.88

УДК 621.376

В. И. ЩЕРБАК, канд. техн. наук

СТРУКТУРНЫЙ АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ СИГНАЛОВ, СИНТЕЗИРОВАННЫХ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

Развитая в классических трудах [1—4] теория оценок позволяет без затруднений принципиального характера, для случая аппроксимации входного воздействия аддитивной смесью детерминированного сигнала и белого шума, синтезировать измерительные системы оценки векторных параметров $\vec{\lambda}$ любой размерности n . Однако уже при $n > 3$ разработчик измерительной аппаратуры сталкивается при анализе структуры синтезируемого измерителя с серьезными трудностями. Во-первых, до сих пор не существует меры, которая характеризовала бы уровень сложности получаемого схемного решения, во-вторых, в большинстве случаев анализ структуры измерителя невозможен без получения оптимальных алгоритмов обработки, что сопряжено с громоздкими математическими выкладками и существенно зависит от типа используемого в измерителе сигнала.

Цель работы — разработать метод, позволяющий количественно оценивать структуру синтезируемого измерителя без обращения к точным алгоритмам оптимальной оценки.

Размерность информативного вектора $\vec{\lambda}$, следовательно, и структурные свойства синтезируемого измерителя полностью определяются