

УДК 621.391.1 : 621.376.33

**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ
СИГНАЛОВ С РАСЩЕПЛЕННЫМИ ЗНАЧЕНИЯМИ
ЧАСТОТ НА ФОНЕ ШУМОВЫХ ПОМЕХ**

В. И. Есипенко

Проведен сравнительный анализ двух методов обработки ранее не рассматривавшихся ЧМн сигналов с расщепленными значениями частот: метода широкополосного приема с интегрированием после амплитудного детектора (АД) и предложенного метода широкополосного приема с нелинейным неинформационным преобразованием и узкополосной фильтрацией до АД на частотах $k\Omega_n$ и $k\Omega_b$, где целое четное $k \geq 2$, Ω_n и Ω_b — центральные частоты спектров посылок сигналов. Получено обобщение первого метода на произвольные значения степени АД. Для второго метода получены выражения для вероятности ошибки на выходе предложенного устройства для практически важной области значений $2 \leq k < 8$. Показаны преимущества предложенного метода.

Частотно-манипулированный сигнал с расщепленными значениями частот (ЧМн сигнал с РЗЧ) является ранее не рассматривавшейся разновидностью ЧМн сигнала общепринятой структуры (ЧМн сигнала ОС). Он имеет место на выходе линейного перемножителя (рис. 1), на один из входов которого поступает, например, ЧМн-ФМ (фазо-модулированный) сигнал

$$s(t) = \begin{cases} s_1(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + m_\phi \sin (\Omega_b t + \varphi_1) + \varphi_0] \\ s_0(t) = A_0 \cos [\omega_0 t + m_\phi \sin (\Omega_n t + \varphi_2) + \varphi_0] \end{cases}, \quad (1)$$

а на другой вход — опорное колебание $s_{оп}(t) = zA_0 \sin [(\omega_0 + \Delta\omega)t + \varphi_{оп}]$. Здесь A_0 , ω_0 , m_ϕ , Ω_b , Ω_n — соответственно известные амплитуда, несущая частота, индекс фазовой модуляции, верхнее и нижнее значения манипулируемой поднесущей частоты Ω_n ; φ_1 , φ_2 , φ_0 и $\varphi_{оп}$ — соответственно неизвестные случайные начальные фазы посылки ЧМн сигнала, несущего и опорного колебания, равномерно распределенные в интервале $(0 \div 2\pi)$; $z \gg 1$ — постоянный коэффициент, характеризующий отношение амплитуд колебаний

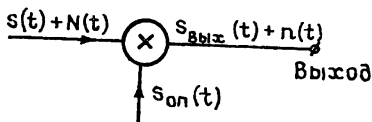


Рис. 1.

$s_{оп}(t)$ и $s(t)$; $\Delta\omega$ — случайная, равномерно распределенная в интервале $(\Delta\omega_{min} \div \Delta\omega_{max})$, медленно изменяющаяся во времени расстройка по частоте между колебаниями $s(t)$ и $s_{оп}(t)$ ($\Delta\omega \simeq const$ на интервале времени T , равном длительности элементарного символа), а $\varphi(t) = m_\phi \sin (\Omega_b t + \varphi_1) + \varphi_0$ удовлетворяет условию медленности, т. е. $(1/\omega_0) |d\varphi(t)/dt| \ll 1$. Здесь и далее для определенности Ω_b соответствует передаче элементарного символа 1, Ω_n — передаче элементарного символа 0; длительности символов совпадают.

Актуальность подобной обработки сигнала (1) в первой ступени его демодулятора возникает в игровых задачах помехозащиты многоканальных по поднесущим частотам радиосистем [1, 2], обладающих достаточно большой избыточностью в отведенной для канала радио-

связи полосе частот [3, 4], и является одним из путей преодоления (без потери помехоустойчивости) свойственного их опорным каналам противоречия между требованиями высокой степени подавления помех (фильтрующей способности) и большой полосы захвата (малой инерционности) [5].

При выполнении условий $\Delta\omega_{\max} \ll \Omega_{\text{н}}$, $\Omega_{\text{н}} < \Omega_{\text{в}}$, $2\pi/\Omega_{\text{н}} - \Delta\omega \ll T$ из низкочастотных компонент на выходе перемножителя можно выделить с помощью полосовых разделительных фильтров (ПРФ) ЧМн сигнал вида

$$\begin{aligned} u_1(t) &= 0,5V \{ \sin [(\Omega_{\text{в}} - \Delta\omega)t - (\varphi_0 - \varphi_{\text{он}}) + \varphi_1] + \\ &+ \sin [(\Omega_{\text{в}} + \Delta\omega)t + (\varphi_0 - \varphi_{\text{он}}) + \varphi_1] \}, \\ u_0(t) &= 0,5V \{ \sin [(\Omega_{\text{н}} - \Delta\omega)t - (\varphi_0 - \varphi_{\text{он}}) + \varphi_2] + \\ &+ \sin [(\Omega_{\text{н}} + \Delta\omega)t + (\varphi_0 - \varphi_{\text{он}}) + \varphi_2] \}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $V = zA_0^2 J_1(m_{\text{ф}}) K_0 \exp(-\Delta\omega^2/2\beta^2)$ — амплитуда колебаний $u_1(t)$ и $u_0(t)$, $J_1(m_{\text{ф}})$ — функция Бесселя первого рода первого порядка, $K_0 = K_{\text{в}} = K_{\text{н}}$ — коэффициент передачи ПРФ на центральных частотах $\Omega_{\text{в}}$ и $\Omega_{\text{н}}$ с практически неперекрывающимися полосами пропускания

$$\Delta F \simeq 2\Delta\omega_{\max} + 4\pi T^{-1}. \quad (3)$$

ЧМн сигнал (2) назовем ЧМн сигналом с расщепленными значениями частот $\Omega_{\text{н}}$ и $\Omega_{\text{в}}$, который при $\Delta\omega = 0$ и $(\varphi_0 - \varphi_{\text{он}}) \ll 1$ переходит в ЧМн сигнал ОС.

С целью установления наиболее перспективного метода обработки ЧМн сигнала с РЗЧ в данной работе выполнен сравнительный анализ помехоустойчивости двух методов обработки этого сигнала: широкополосного приема с интегрированием после детектора (см., например, [6]) и предложенного в [7] широкополосного приема с нелинейным неинформационным преобразованием (ННП) и узкополосной фильтрацией до детектора при наличии на выходах ПРФ гауссовой стационарной шумовой помехи $n_1(t)$ (порождаемой процессом $n(t)$, рис. 1) с нулевым математическим ожиданием, дисперсией ψ и коэффициентом корреляции

$$R_{\text{в}}(t) = k_0(t) \cos \Omega_{\text{в}} t, \quad R_{\text{н}}(t) = k_0(t) \cos \Omega_{\text{н}} t, \quad (4)$$

где $k_0(t)$ — огибающая коэффициента корреляции.

Анализ выполнен в предположении существования отдельного высокопомехоустойчивого канала посимвольной синхронизации (ПС) [8, 9], а также пока без учета искажающего влияния межсимвольных помех. Как следует из [10], задачу выделения полезного сигнала на фоне внешних помех и задачу снижения искажающего влияния межсимвольных помех можно решать как совместно, так и отдельно. Ниже имеется в виду последнее. Причем для снижения не учитываемого в данной работе искажающего влияния межсимвольных помех существуют [10] и могут быть предложены достаточно простые и эффективные методы, приводящие к некоторому усложнению анализируемой ниже блок-схемы (см. рис. 4) при практически полном подавлении межсимвольных помех и сохранении полученных ниже оценок ее помехоустойчивости по отношению к внешней шумовой помехе и, как можно показать, к другим типам помех. Это обстоятельство делает актуальным выполнение указанного сравнительного анализа.

Из (3) следует, что $\Delta F_{\text{н}} \gg T^{-1}$, поэтому по аналогии с [8, 11] ниже используется термин «широкополосной прием» в его узком смысле, т. е. когда дополнительно $\Delta F_{\text{н}}/\Omega_{\text{н}} \ll 1$.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРИЕМ С ИНТЕГРИРОВАНИЕМ ПОСЛЕ ДЕТЕКТОРА

Сигнал (2) обладает всеми свойствами, присущими сигналам неизвестной формы, поэтому его демодуляцию можно осуществить с помощью устройства, блок-схема которого приведена на рис. 2 [6, 12]. Записывая колебания (2) в форме

$$\begin{aligned} u_1(t) &= V \cos [\Delta\omega t + (\varphi_0 - \varphi_{0n})] \sin(\Omega_{\text{в}}t + \varphi_1), \\ u_0(t) &= V \cos [\Delta\omega t + (\varphi_0 - \varphi_{0n})] \sin(\Omega_{\text{н}}t + \varphi_2), \end{aligned} \quad (5)$$

находим среднюю за период биений с частотой $\Delta\omega$ мощность $P_{\text{ср}} = V^2/4$ колебаний $u_1(t)$ и $u_0(t)$ и соответствующее отношение мощностей сигнал/шум:

$$a_{\text{ср}}^2 = V^2/4\psi = a_0^2/2, \quad (6)$$

где $a_0^2 = 0,5V^2\psi^{-1}$ — отношение мощностей сигнал/шум для ЧМн сигнала ОС.

Можно показать:

1) $a_{\text{ср}}^2$ достигает наибольшей величины при условии

$$\Delta\omega \geq \Delta\omega_{\text{мин}} \simeq 2\pi T^{-1}; \quad (7)$$

2) при выполнении условия (7) оценки помехоустойчивости приема ЧМн сигнала ОС обобщаются на случай приема ЧМн сигнала с РЗЧ при замене a_0^2 на $2a_{\text{рзч}}^2$.

Анализ блок-схемы рис. 2 выполнен в [6] для степени амплитудных детекторов $\nu=1$ и $\nu=2$. Для дальнейшего важен анализ этой блок-схемы для произвольного значения ν при условии, что напряжения на выходах интеграторов представляют собой нормально распределенные случайные величины. Известно [13, 14], что достаточно хорошая нормализация наступает при отношении полос пропускания до АД и после него: $H=5 \div 8$. Ниже полагаем $H=8$.

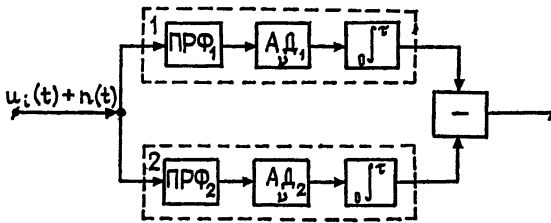


Рис. 2.

При этом условии для произвольного значения ν вероятность ошибки на выходе вычитающего устройства описывается выражением, аналогичным приведенному в [6] для $\nu=1$ и $\nu=2$:

$$P = 0,5 \{ 1 - \Phi [(I_{-\nu} - I_{=0\nu}) T (\sigma_{u\nu}^2 + \sigma_{u0\nu}^2)^{-1/2}] \}, \quad (8)$$

где $\Phi(x) = 2(2\pi)^{-1/2} \int_0^x \exp(-0,5t^2) dt$ — интеграл вероятности.

Выражения для входящих в (8) величин $I_{-\nu}$, $I_{=0\nu}$, $\sigma_{u\nu}^2$ и $\sigma_{u0\nu}^2$ можно получить на основании результатов, приведенных в [15]. Так, для случая использования двухполупериодных АД и наличия сигнала имеем [6, 15]:

$$I_{-\nu} = \beta\pi^{-1/2} (2\nu)^{\nu/2} \Gamma(0,5\nu + 0,5) {}_1F_1(-0,5\nu; 1; -a_{\text{ср}}^2) \quad (9)$$

— постоянная составляющая на выходе АД;

$$\sigma_{u\nu}^2 = 2T \bar{J}_{ш}^2 \tau_{k\nu} \quad (10)$$

— дисперсия случайной величины на выходе интегратора;

$$\bar{J}_{ш}^2 = \pi^{-1} (2\psi)^\nu \beta^2 \Gamma_2 \left(\frac{\nu+1}{2} \right) \left\{ \Gamma^2 \left(\frac{\nu+1}{2} \right) 2^{2\nu} [\pi \Gamma(\nu+1)]^{-1} \times \right. \\ \left. \times {}_1F_1(-\nu; 1; -a_{0cp}^2) - {}_1F_1(-0,5\nu; 1; -a_{\nu cp}^2) \right\} \quad (11)$$

— средняя мощность, соответствующая непрерывной части низкочастотного спектра на выходе АД;

$$\tau_{k\nu} = \int_0^\infty R_{ш}(t) \cdot t^\nu dt \quad (12)$$

— интервал корреляции низкочастотного шума на выходе АД. Используя выражение для второго момента $M_z(t)_0$ низкочастотной части выходного процесса АД с характеристикой ν -й степени [15], можно получить

$$R_{ш}(t) = \left\{ \sum_{m=0}^\infty \sum_{q=0}^\infty \varepsilon_m \frac{[\psi h_0(t)]^{m+2q} h_{m,m+2q}^2 - h_{0,0}^2}{2^{m+2q} q! (q+m)!} \right\} \times \\ \times \left[\sum_{m=0}^\infty \sum_{q=0}^\infty \varepsilon_m \frac{\psi^{m+2q} h_{m,m+2q}^2 - h_{3,0}^2}{2^{m+2q} q! (q+m)!} \right]^{-1} \quad (13)$$

— коэффициент корреляции низкочастотного шума на выходах АД, где

$$h_{m,m+2q} = \beta \Gamma(\nu+1) (j^{2m+2q} m!)^{-1} (\psi/2)^{(\nu-m-2q)/2} \times \\ \times a_{0cp}^m {}_1F_1((2m+2q-\nu)/2; m+1; -a_{0cp}^2) \Gamma^{-1} \{1 + [(\nu-2m-2q)/2]\} \quad (14)$$

— амплитудный коэффициент, ${}_1F_1(x)$ — вырожденная гипергеометрическая функция, $\Gamma(x)$ — гамма-функция, β — крутизна характеристики используемых без смещения и насыщения АД, ε_m — символ Неймана, $j = \sqrt{-1}$.

Подставляя в (9) — (14) значение $a_{0cp}^2 = 0$, находим искомые выражения для $I_{=0\nu}$ и $\sigma_{u0\nu}^2$ (при отсутствии сигнала).

При использовании однополупериодных АД выражения (9) и (14) следует разделить на два, а выражение (11) — на четыре.

Из (8) — (14) при $\nu=1$ и $\nu=2$ получаем уже известные результаты [6, 11, 16].

На рис. 3 для значений $\nu=1, 2, 4$ и 8 построены соответствующие кривые максимальной ($\exp(-\Delta\omega^2/2\beta^2) \simeq 1,0$) помехоустойчивости $I, I', 2$ и 3 при гауссовой форме АЧХ ПРФ $K(\Omega) = K_0 \exp(-(\Omega - \Omega_0)^2/2\beta^2)$ и $k_0(t) = \exp(-\beta^2 t^2/4)$, где Ω_0 — центральная частота, $\beta = \Delta F_{ш}/\sqrt{\pi}$. Видно, что увеличение степени ν амплитудных детекторов (за исключением $\nu=2$ в области малых значений отношений сигнал / шум) ведет к существенному монотонному снижению помехоустойчивости приема полезного сигнала (2). Здесь и ниже $2E_0/N_0 = = 2a_{0cp}^2/\nu_*$, $\nu_* = 1/H$, E_0 — энергия сигнала, N_0 — спектральная плотность мощности помехи на входах ПРФ.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ПРИЕМ С НЕЛИНЕЙНЫМ НЕИНФОРМАЦИОННЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ (ННП) И УЗКОПОЛОСНОЙ ФИЛЬТРАЦИЕЙ ДО ДЕТЕКТОРА

Анализ структуры колебания (2) показывает, что составляющие посылки $u_1(t)$ и $u_0(t)$ обладают в любой момент времени t строгой частотной (за счет $\Delta\omega$) и фазовой (за счет разности $(\varphi_0 - \varphi_{оп})$) симметрией относительно частот Ω_B и Ω_H . Исключение составляют лишь начальные фазы φ_1 и φ_2 . Рассматриваемый ниже метод демодуляции ЧМн сигнала (2) предложен в [7], основан на более полном учете априорной информации (в том числе свойств симметрии) и состоит в использовании в каждом из каналов 1 и 2 рис. 2 дополнительно ННП элемента ЧМн сигнала (2) и помех, имеющих место на выходе ПРФ,

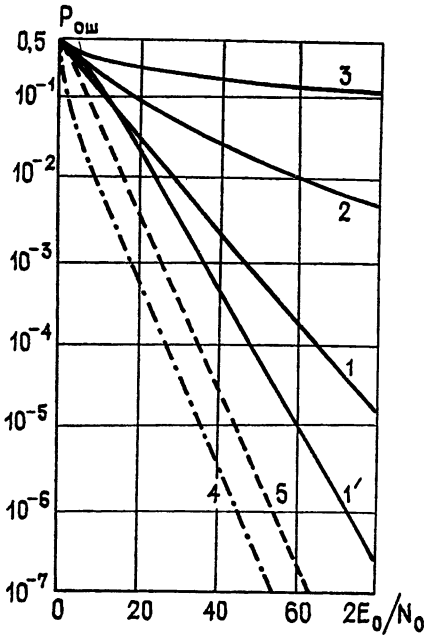


Рис. 3.

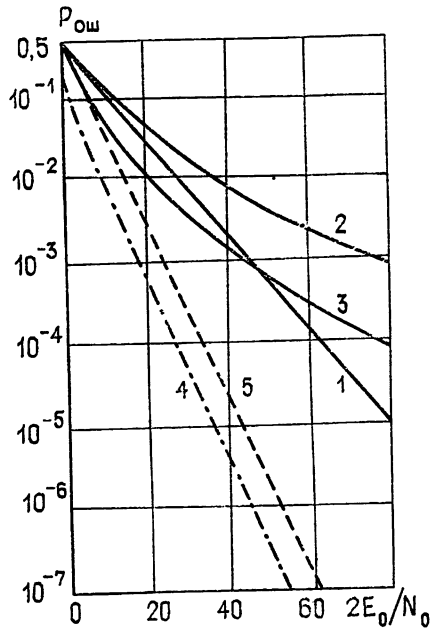


Рис. 5.

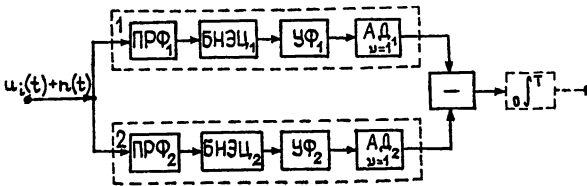


Рис. 4.

с помощью безынерционной нелинейной электрической цепи (БНЭЦ) «спокойного типа» (по терминологии Винера [17]) и последующей узкополосной фильтрации (УФ) до АД составляющих посылки преобразованного сигнала (2) на совпадающих четных гармониках частот Ω_B и Ω_H (рис. 4). Можно показать, что, несмотря на отсутствие в спектрах элементов $u_1(t)$ и $u_0(t)$ ЧМн сигнала (4) составляющих с частотами Ω_B и Ω_H , нелинейная обработка этих элементов в силу отмеченных выше их свойств симметрии дает в высших спектральных областях на выходе БНЭЦ составляющие с частотами $k\Omega_B$ и $k\Omega_H$ (четное целое $k \geq 2$), свободные от $\Delta\omega$ и $(\varphi_0 - \varphi_{оп})$, что и позволяет осуществить их

узкополосную фильтрацию. Так, например, ННП посылки $u_i(t)$ (см. (2)) с помощью квадратора, вольт-амперная характеристика которого есть $x_{\text{вых}}(t) = u_i^2(t)$, дает

$$x_{\text{вых}}(t) = 0,25V^2 \{ 1 + \cos [2\Delta\omega t - 2(\varphi_0 - \varphi_{\text{оп}})] - \cos (2\Omega_{\text{в}} t + 2\varphi_1) - \\ - 0,5\cos [2(\Omega_{\text{в}} - \Delta\omega) t - 2(\varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}) + 2\varphi_1] - \\ - 0,5\cos [2(\Omega_{\text{в}} + \Delta\omega) t + 2(\varphi_0 - \varphi_{\text{оп}}) + 2\varphi_1] \},$$

где третье слагаемое в правой части представляет собой искомый продукт ННП.

Анализ помехоустойчивости блок-схемы рис. 4 выполним при следующих дополнительных предположениях:

1) АЧХ УФ аппроксимируются гауссовыми кривыми $K(\Omega) = K_0 \exp[-(\Omega - k\Omega_0)^2 / 2\beta_0 k]$, где $\beta_0 k = \Delta F_k \alpha / \sqrt{\pi}$, $\Delta F_k = \Delta F_{k0} = \Delta F_{k\text{в}} = \Delta F_{k\text{н}} \approx \approx 2\pi T^{-1} \ll \Delta F_{\text{п}}$ — полосы пропускания УФ на частотах $k\Omega_{\text{в}}$ и $k\Omega_{\text{н}}$;

2) характеристики БНЭЦ аппроксимируются выражением $x_{\text{вых}}(t) = b_k x_{\text{вх}}^k(t)$, где $x_{\text{вх}}(t) = u_i(t) + n_1(t)$ — входное воздействие; b_k — постоянные коэффициенты;

3) УФ не влияют на ННП входного сигнала БНЭЦ;

4) собственные шумы УФ малы по сравнению с уровнем фильтруемых гармоник $k\Omega_0$ и потому не учитываются. Показанный на рис. 4 пунктиром интегратор решает задачу синхронизации [6, 15].

В целях упрощения анализа для АД, стоящих после УФ, полагаем $\nu = 1$. Обозначим амплитуду регулярной составляющей полезного сигнала на выходе УФ через V_{ck} , дисперсию нормального случайного процесса в канале с сигналом (для определенности — канал 1 рис. 4) — через σ_{1k}^2 , дисперсию нормального случайного процесса в канале без сигнала (канал 2) — через σ_{2k}^2 . Тогда общее выражение для вероятности ошибки $kP_{\text{ош}}$ на выходе вычитающего устройства запишется в виде

$$kP_{\text{ош}} = \frac{\sigma_{2k}^2}{\sigma_{1k}^2 + \sigma_{2k}^2} \exp \left[-\frac{V_{ck}^2}{2(\sigma_{1k}^2 + \sigma_{2k}^2)} \right]. \quad (15)$$

Определение величины V_{ck} сравнительно просто (прямым вычислением — аналогично квадратору). Метод отыскания величин σ_{1k}^2 и σ_{2k}^2 рассмотрим на примере квадратичного ННП величины $x_{\text{вх}}(t)$ с последующей узкополосной фильтрацией. Применительно к ЧМн сигналу ОС при $k=2$ этот метод рассмотрен в [18].

Вычисленная в соответствии с известной методикой [13] усредненная корреляционная функция $B_2^*(\tau)_{\text{сп1}}$ случайного процесса со сплошным энергетическим спектром, сосредоточенного на выходе БНЭЦ в области $2\Omega_{\text{в}}$ в канале с сигналом, имеет вид

$$B_2^*(\tau)_{\text{сп1}} = b_2^2 [0,5\psi V^2 \cos(\Delta\omega\tau) k_0(\tau) + \psi^2 k_0^2(\tau)] \cos 2\Omega_{\text{в}}\tau. \quad (16)$$

Выполняя обратное преобразование Фурье выражения (16), получим непрерывный энергетический спектр

$$S_{2\Omega_{\text{в}}}(\Omega) \approx (b_2^2 \psi V^2 \sqrt{\pi}/2\beta) [\exp \{ -[\Omega - (2\Omega_{\text{в}} - \Delta\omega)]^2 \beta^{-2} \} + \\ + \exp \{ -[\Omega - (2\Omega_{\text{в}} + \Delta\omega)]^2 \beta^{-2} \}] + (b_2^2 \psi^2 \sqrt{2\pi}/\beta) \times \\ \times \exp \{ -(\Omega - 2\Omega_{\text{в}})^2 / 2\beta^2 \}, \quad (17)$$

в котором опущены члены, содержащие сумму $(\Omega + 2\Omega_{\text{в}})$, так как при последующем интегрировании они дадут величины, близкие к нулю.

Дисперсия шума σ_{12}^2 на выходе УФ определится выражением

$$\sigma_{12}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty K_0^2 \exp \left[-\frac{(\Omega - 2\Omega_B)^2}{\beta_{02}^2} \right] S_{2\Omega_B}(\Omega) d\Omega. \quad (18)$$

Подставляя (17) в (18), получим

$$\sigma_{12}^2(\Delta\omega) = 2A \exp(-\Delta\omega^2 \beta^{-2}) \int_0^\infty \exp[-(\nu_*^2 + 1)\beta_{02}^{-2}(\Omega - 2\Omega_B)^2] \times \\ \times \operatorname{ch}[2\Delta\omega(\Omega - 2\Omega_B)\beta^{-2}] d\Omega + \nu_* b_2^2 \psi^2 K_0^2 (\nu_*^2 + 2)^{-1/2}, \quad (19)$$

т. е. σ_{12}^2 — есть функция переменной $\Delta\omega$ и достигает максимума при $\Delta\omega = 0$:

$$\sigma_{12}^2(0) = \sigma_{12}^2 = \nu_* K_0^2 \left[\frac{b_2^2 \psi V^2}{2\sqrt{\nu_*^2 + 1}} + \frac{(b_2 \psi)^2}{\sqrt{\nu_*^2 + 2}} \right], \quad (20)$$

где $A = b_2^2 \psi V^2 K_0^2 / 4\beta \sqrt{\pi}$, $\nu_* = \Delta F_{k0} / \Delta F_{\pi} = H^{-1}$, $\operatorname{ch} x$ — гиперболический косинус. Из (15) следует, что с ростом $\Delta\omega$ величина ${}_2P_{\text{ош}}$ уменьшается, так как уменьшается σ_{12}^2 . Поскольку $\Delta\omega$ случайна, то целесообразен выбор $\Delta\omega_{\min}$, при которой ${}_2P_{\text{ош}}$ максимальна в области $\Delta\omega_{\min} \leq \Delta\omega \leq \Delta\omega_{\max}$. Однако, как показывают вычисления, величины $\sigma_{12}^2(0)$ и $\sigma_{12}^2(\Delta\omega_{\min})$ отличаются на величину порядка одного процента, что практически не сказывается на величине ${}_2P_{\text{ош}}$. Поэтому ниже для оценок максимальной величины ${}_2P_{\text{ош}}$ принята величина $\sigma_{12}^2(0)$, так как ее вычисление существенно проще.

Полагая в (16)–(20) $V=0$, получаем дисперсию шума на выходе УФ в канале без сигнала:

$$\sigma_{22}^2 = \nu_* K_0^2 b_2^2 \psi^2 (\nu_*^2 + 2)^{-1/2}. \quad (21)$$

Подставляя (20) и (21) в (15), получаем

$${}_2P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 + a_{\text{ср}}^2 \sqrt{\frac{\nu_*^2 + 2}{\nu_*^2 + 1}} \right]^{-1} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{a_{\text{ср}}^4}{4\nu_* (\nu_*^2 + 2)^{-1/2}} \left[1 + a_{\text{ср}}^2 \sqrt{\frac{\nu_*^2 + 2}{\nu_*^2 + 1}} \right]^{-1} \right\}. \quad (22)$$

Опуская сложные вычисления усредненных корреляционных функций $B_k^*(\tau)_{\text{спл}}$, непрерывных энергетических спектров $S_{k\Omega}(\Omega)$ и дисперсий σ_{1k}^2 и σ_{2k}^2 и используя приведенный выше метод оценки качества приема ЧМН сигнала с РЗЧ по значению ${}_kP_{\text{ош}}$ при $\Delta\omega_{\min}$, запишем окончательные выражения для ${}_kP_{\text{ош}}$ при $k=4$ и $k=8$:

$${}_4P_{\text{ош}} = 3(A_r \sqrt{\nu_*^2 + 4})^{-1} \exp[-a_{\text{ср}}^8 (8\nu_* A_r)^{-1}], \quad (23)$$

где

$$A_r = \frac{2a_{\text{ср}}^6}{\sqrt{\nu_*^2 + 1}} + \frac{9a_{\text{ср}}^4}{\sqrt{\nu_*^2 + 2}} + \frac{12a_{\text{ср}}^2}{\sqrt{\nu_*^2 + 3}} + \frac{6}{\sqrt{\nu_*^2 + 4}},$$

$${}_8P_{\text{ош}} = 315(B_r \sqrt{\nu_*^2 + 8})^{-1} \exp[-a_{\text{ср}}^{16} (128\nu_* B_r)^{-1}], \quad (24)$$

где

$$B_r = \frac{a_{\text{ср}}^{14}}{2\sqrt{\nu_*^2 + 1}} + \frac{49a_{\text{ср}}^{12}}{4\sqrt{\nu_*^2 + 2}} + \frac{147a_{\text{ср}}^{10}}{\sqrt{\nu_*^2 + 3}} + \frac{11025a_{\text{ср}}^8}{12\sqrt{\nu_*^2 + 4}} +$$

$$+ \frac{2940a_{\text{оср}}^6}{\sqrt{v_*^2+5}} + \frac{4410a_{\text{оср}}^4}{\sqrt{v_*^2+6}} + \frac{2520a_{\text{оср}}^2}{\sqrt{v_*^2+7}} + \frac{630}{\sqrt{v_*^2+8}}.$$

На основании выражений (22)—(24) на рис. 5 построены соответствующие кривые 1, 2 и 3 помехоустойчивости приема ЧМн сигнала с РЗЧ. Для оценки близости полученных результатов к предельно возможному на рис. 3 и 5 приведены кривые, соответствующие оптимальному приему ЧМн сигнала ОС детерминированного (кривая 4) и со случайной начальной фазой (кривая 5) [19].

При совпадающих четных значениях $v \geq 2$ и $k \geq 2$ (выбор $k=1$ лишен смысла) рассмотренные методы отличаются лишь способом узкополосной фильтрации нелинейно-преобразованных случайных процессов: в первом случае фильтруется низкочастотная компонента, во втором — соответствующая высокочастотная компонента.

Анализ помехоустойчивости рассмотренных методов приема ЧМн сигналов с РЗЧ при оговоренных выше условиях позволяет сделать следующие выводы.

1) Для рассмотренного практически важного диапазона значений $2 \leq k \leq 8$ помехоустойчивость широкополосного приема с ННП и узкополосной фильтрацией до АД выше помехоустойчивости широкополосного приема с интегрированием после АД для совпадающих значений v и k , и этот выигрыш существенно возрастает с увеличением v и k ; последнее обстоятельство приводит к тому, что

а) уже при $k=8$ для практически наиболее важной для систем передачи дискретных сообщений области значений $0 \leq a_{\text{оср}}^2 \leq 25$ помехоустойчивость широкополосного приема с ННП и узкополосной фильтрацией до АД выше ($P_{\text{ош}}$ в несколько раз ниже) помехоустойчивости широкополосного приема с интегрированием после АД при $v=1$;

б) ВАХ БНЭЦ могут аппроксимироваться кривыми более общего вида: $x_{\text{вых}}(t) = b_0 + b_1 x_{\text{вх}}(t) + \dots + b_k x_{\text{вх}}^k(t)$, где $k_1 > k$, при этом помехоустойчивость обработки ЧМн сигнала с РЗЧ на частоте $k \Omega_0$ может только увеличиваться за счет роста величины σ_{1k}^2 и σ_{2k}^2 , обусловленного вкладом членов аппроксимирующего полинома со степенями $k_1 > k$, что очень важно для практики.

2) Так как с учетом п. 1 каждый канал устройства рис. 4 (до АД) в общем случае представляет собой схему ШОУ (см., например, [11]), то по сравнению с широкополосным приемом и интегрированием после АД его помехоустойчивость по отношению к сосредоточенным [6, 11] и модулирующим [20] помехам также выше.

3) Помехоустойчивость обоих из рассмотренных методов приема ЧМн сигнала с РЗЧ хуже помехоустойчивости оптимального приема ЧМн сигнала ОС, что согласуется с известными результатами приема ЧМн сигнала ОС с несогласованным радиочастотным трактом [10]. Однако в то время как помехоустойчивость широкополосного приема ЧМн сигнала с РЗЧ с интегрированием после АД с ростом v существенно ухудшается по сравнению с оптимальным приемом ЧМн сигнала ОС, помехоустойчивость широкополосного приема ЧМн сигнала с РЗЧ с ННП и узкополосной фильтрацией до АД с ростом k приближается к оптимальному приему ЧМн сигнала ОС (в первую очередь в области малых значений отношения сигнал/шум).

Выражения (22)—(24) могут быть использованы для анализа помехоустойчивости различных сигналов более сложной структуры, методы демодуляции которых построены на базе использования ЧМн сигналов с РЗЧ.

Использованный в работе вероятностный критерий является наиболее объективным критерием оценки качества радиоэлектронных средств, так как исключает возможность привнесения субъективных факторов, часто имеющих место при использовании критерия отношения сигнал/шум. В системах передачи дискретных сообщений последний согласуется с вероятностным критерием только при условии, что продукты сигнал \times помеха, появляющиеся при использовании ННП сигналов, отнесены к полезному сигналу, так как несмотря на отличие от него по форме обладают всеми остальными его свойствами [21, 22 и др.]—

Отметим также, что получение выражений, аналогичных (22) — (24), для $k > 8$ связано с большими трудностями. Здесь и трудности расчетного характера, и трудности, связанные либо с обоснованием достаточности с ростом k при заданном ν аппроксимации случайного процесса на выходе УФ гауссовым случайным процессом, либо с анализом помехоустойчивости, когда процесс на выходе УФ отличен от гауссова [13].

ЛИТЕРАТУРА

1. Березин Л. В., Вейцель В. А. и др. Основы радиоуправления. — М.: Сов. радио, 1973.
 2. Тепляков И. М. Радиотелеметрия. — М.: Сов. радио, 1966.
 3. Гаджиев М. Ю. Автоматика и телемеханика, 1961, 22, № 1.
 4. Родионов Я. Г. — Изв. вузов — Радиоэлектроника, 1977, 20, № 7.
 5. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. — М.: Связь, 1972.
 6. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970.
 7. Есипенко В. И. Авторское свидетельство № 614548. — Бюл. изобрет., 1978, № 25, с. 212.
 8. Пенин П. И. Системы передачи цифровой информации. — М.: Сов. радио, 1976.
 9. Акимов А. Е., Бормотов Н. Н., Колтышева Г. В., Миронова Л. А. — Электросвязь, 1970, № 11.
 10. Михайлов А. В. Высокоэффективные оптимальные системы связи — М.: Связь, 1980.
 11. Теплов Н. Л. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации. — М.: Связь, 1964.
 12. Окунев Ю. Б., Яковлев Л. А. — Радиотехника, 1969, 24, № 7.
 13. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Сов. радио, 1966.
 14. Антонов О. Е., Понкратов В. С. — Радиотехника и электроника, 1968, 13, № 6.
 15. Миддлтон Д. Введение в статистическую теорию связи. — М.: Сов. радио, 1962.
 16. Бунимович В. И. Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах — М.: Сов. радио, 1951.
 17. Винер Н. Нелинейные задачи в теории случайных процессов. — М.: ИЛ, 1961.
 18. Теряев Б. Г., Мамаев Н. С. — Электросвязь, 1965, № 9.
 19. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — М.: Сов. радио, 1966.
 20. Есипенко В. И. — Радиотехника, 1978, 33, № 5.
 21. Лившиц В. М. — Радиотехника, 1967, 22, № 6.
 22. Горяинов В. Т., Коршунов Л. М. — Радиотехника, 1974, 29, № 3.
- Научно-исследовательский Поступила в редакцию
радиофизический институт 2 декабря 1981 г.

A COMPARATIVE ANALYSIS OF NOISEPROOF FEATURES IN METHODS OF PROCESSING OF FREQUENCY MANIPULATED SIGNALS WITH SPLITTED VALUES OF FREQUENCY AT THE BACKGROUND OF NOISES

V. I. Esipenko

A comparative analysis is made of two methods for processing of frequency manipulated signals with splitted frequency values: the method of wide-band reception with integrating after the amplitude detector (AD) and the suggested method of wide-band reception with the nonlinear noninformative transformation and narrow-band filtration before AD at frequencies $k\Omega_n$ and $k\Omega_b$, where the even integral $k \geq 2$, Ω_n and Ω_b are the central frequencies of spectra of the signal transmitting. The generalizing of the first method for arbitrary values of AD degree has been obtained. For the second method expressions have been derived for the probability of the error at the output of the device suggested for practically important region of values $2 < k < 8$. Advantages of the method proposed are shown.