

УДК 621.391.172

Н. К. КУЛЬМАН

ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ РАЗЛИЧНЫХ ВИДОВ ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ РЕЧЕВОГО СООБЩЕНИЯ

На основе теории условных процессов Маркова синтезируются оптимальные приемники, осуществляющие фильтрацию узкополосных радиосигналов, реализующих импульсную модуляцию случайным сообщением типа речи, на фоне слабого аддитивного белого шума и неаддитивной помехи, заключающейся в случайных уходах частоты радиосигнала по отношению к эталонной. Эталонная частота предполагается известной функцией времени. При условии большого отношения сигнал/шум получены асимптотические выражения для среднеквадратичных ошибок фильтрации, на основе которых сравнивается помехоустойчивость различных видов импульсной модуляции. Делается вывод о преимуществе время-импульсной модуляции.

Рассмотрение вопросов помехоустойчивости импульсных систем связи с точки зрения критерия минимума среднеквадратичной ошибки проводилось в ряде работ [2, 3] на основе теории условных марковских процессов [1]. Целью настоящей работы является синтез оптимальных приемников радиоимпульсов и изучение их помехоустойчивости при передаче речевого сообщения в случаях, когда наряду с аддитивной помехой типа белый шум действует и неаддитивная помеха, заключающаяся в случайных уходах частоты радиосигнала по отношению к эталонной частоте. Для большей общности с учетом специфики радиотелеметрической связи с движущимися объектами эталонная частота предполагается переменной.

Сравнение различных видов импульсной модуляции производилось также в ряде других работ (см. [4]) на основе теории потенциальной помехоустойчивости, которая позволяет при условии слабой аддитивной помехи синтезировать оптимальные приемники и вычислять ошибку фильтрации. В этих работах в качестве сообщения используется стационарный случайный процесс, обладающий нулевой спектральной плотностью вне границ определенного диапазона частот. Однако такой процесс является сингулярным и полностью непредсказуемым.

Уравнение оптимальной фильтрации

Пусть передаваемое сообщение $\lambda(t)$ представляет собой компонент двухкомпонентного непрерывного марковского гауссового случайного процесса, определяемого в соответствии с уравнениями

$$\dot{\lambda} = -\alpha\lambda - \beta\lambda_1 + \beta\xi(t), \quad \dot{\lambda}_1 = -\beta\lambda_1 + \beta\xi(t), \quad (1)$$

где $\xi(t)$ — белый гауссовый шум с известными свойствами: $\overline{\xi(t)} = 0$, $\overline{\xi(t)\xi(t+\tau)} = \kappa\delta(\tau)$, α , β и κ — заданы. Таким образом, сообщение $\lambda(t)$ представляет собой процесс на выходе последовательно соединенных фильтров нижних частот (ФНЧ) и высоких частот (ФВЧ) при условии, что на входе действует широкополосный случайный процесс $\xi(t)$ с равномерной спектральной плотностью (рис. 1). Спектральная плотность сигнала $\lambda(t)$ имеет спад в области высоких и низких звуковых частот: $S_\lambda(\omega) = 2\kappa\beta^2\omega^2/(\omega^2 + \alpha^2)(\omega^2 + \beta^2)$, где 2κ — спектральная плотность случайного процесса $\xi(t)$ на входе цепочки ФНЧ и ФВЧ. Примем случайный процесс $\lambda(t)$ в качестве модели человеческой речи, хотя полной идентичности спектральных характеристик «речевого сообщения» $\lambda(t)$ и реальной речи добиться не удастся.

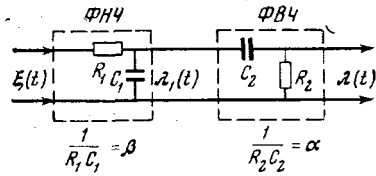


Рис. 1. Схема формирования модели речи

Процесс передачи сообщения сводится к модуляции определенных физических параметров сигнала $S(x, t)$, поступающего в канал связи:

$$x(t) = x_c [1 + M\lambda(t)], \quad (2)$$

где M — коэффициент модуляции, а $x_c \equiv \overline{x(t)}$. Процесс $x(t)$ является компонентом марковского процесса $\{x(t), x_1(t)\}$, где $x_1(t) = x_{1c} + Mx_c\lambda_1(t)$ ($x_{1c} \equiv \overline{x_1(t)}$).

Пусть вероятность отрицательного значения параметра x пренебрежимо мала, для чего потребуем, чтобы выполнялось соотношение $3M\sqrt{\lambda_2} < 1\sqrt{\lambda^2} = \kappa\beta^2(\alpha + \beta)$. В случае импульсной модуляции в качестве переносчика сообщения выступает последовательность видеоимпульсов $f(h, \tau, t - \theta)$, характеризующихся тремя основными параметрами: временем прихода θ , амплитудой h и шириной $\tau = \tau_{пл} + \tau_{ф}$, где $\tau_{пл}$ — длительность плоской части импульса, а $\tau_{ф}$ — суммарная длительность фронтов. Модуляцию по каждому из параметров θ , h , $\tau_{пл}$ будем соответственно называть время-импульсной (ВИМ), амплитудно-импульсной (АИМ) и широтно-импульсной (ШИМ). Обозначим информационный параметр через x и будем предполагать, что остальные параметры видеоимпульсов известны.

Пусть полезный сигнал узкополосен и представляет собой последовательность радиоимпульсов

$$S(x, \Phi, t) = f(x, t) \cos(\omega_c t + \Phi), \quad (3)$$

где $x = x(t)$ — информационный параметр, $\Phi = \Phi(t)$ — случайная фаза высокочастотного сигнала, представляющая собой неаддитивную помеху. Среднестатистическое значение частоты $\omega_c(t)$, а также вид функции $f(x, t)$ предполагаем известными.

Пусть

$$f(h, \tau, t - \theta) = \begin{cases} h \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_{ф}^2} \left(t - \theta + \frac{\tau_{пл}}{2} \right)^2 \right\}, & t < \theta - \frac{\tau_{пл}}{2} \\ h, & \theta - \frac{\tau_{пл}}{2} < t < \theta + \frac{\tau_{пл}}{2} \\ h \exp \left\{ -\frac{\pi}{2\tau_{ф}^2} \left(t - \theta - \frac{\tau_{пл}}{2} \right)^2 \right\}, & t > \theta + \frac{\tau_{пл}}{2}. \end{cases} \quad (4)$$

При $\tau_{пл} = 0$ имеем последовательность колоколообразных импульсов.

В результате наложения аддитивной шумовой помехи на вход приемника пусть поступает сигнал

$$r(t) = S(x, \Phi, t) + n(t), \quad (5)$$

где $n(t)$ — белый гауссовый шум с известными характеристиками: $\overline{n(t)} = 0$, $\overline{n(t)n(t+\tau)} = \frac{N}{2}\delta(\tau)$ (N имеет смысл спектральной плотности).

Рассмотрим случай, когда радиотелеметрическая связь осуществляется с движущимся объектом, радиальная составляющая v_r скорости которого известна не совсем точно на основе радиолокационных измерений или предварительных расчетных данных. Благодаря эффекту Допплера знание расчетной функции $v_r^p(t)$ эквивалентно заданию детерминированной функции $\omega_c(t)$. Будем считать, что отклонение Δv_r истинной скорости от расчетной ($\Delta v_r \equiv v_r - v_r^p$) представляет собой нормальный экспоненциально-коррелированный процесс. Аналогичным случайным процессом является тогда отклонение мгновенной частоты радиоимпульсного сигнала (3) от среднестатистического значения ω_{ct} . Полезный сигнал (3) можно считать узкополосным при выполнении условий $\gamma \ll \omega_{ct}$, $\omega_{ct} T_c \ll \omega_{ct}$.

В итоге пусть априорные процессы $\{x(t), x_1(t), \Phi(t), \omega(t)\}$ составляют четырехкомпонентный непрерывный процесс Маркова и подчиняются следующим стохастическим уравнениям:

$$\dot{x} = -\alpha(x - x_c) - \beta(x_1 - x_{1c}) + \zeta(t), \quad (6)$$

$$\dot{x}_1 = -\beta(x_1 - x_{1c}) + \zeta(t), \quad (7)$$

$$\dot{\Phi} = \omega - \omega_{ct}, \quad (8)$$

$$\dot{\omega} = -\gamma(\omega - \omega_{ct}) + \eta(t), \quad (9)$$

где $\zeta(t) = \beta M x_c \xi(t)$ и $\eta(t)$ — белые шумы с известными статистическими свойствами:

$$\overline{\zeta(t)} = \overline{\eta(t)} = 0, \quad \overline{\zeta(t)\zeta(t+\tau)} = b\delta(\tau) \quad (b = \beta^2 M^2 x_c^2 \chi), \quad \overline{\eta(t)\eta(t+\tau)} = \chi\delta(\tau);$$

$\omega_{ct} = \omega_c(t)$ — известная неслучайная функция.

Оптимальный приемник должен выдавать оценочное значение параметров в соответствии с критерием минимальной среднеквадратичной ошибки, совпадающим в случае большого отношения сигнал/шум с критерием максимальной апостериорной вероятности.

В самом деле, при малых шумах апостериорное распределение представляет собой узкий пик по сравнению с априорным и описывается с достаточной степенью точности гауссовой кривой («гауссово приближение») [1].

Конкретизируя систему уравнений фильтрации (9.28), приведенную в [1], получим для оценок $x_0, x_{10}, \Phi_0, \omega_0$ следующие уравнения:

$$\dot{x}_0 = -\alpha(x_0 - x_c) - \beta(x_{10} - x_{1c}) + k_{xx}^\circ F_x + k_{x\Phi}^\circ F_\Phi, \quad (10)$$

$$\dot{x}_{10} = -\beta(x_{10} - x_{1c}) + k_{xx}^\circ F_x + k_{x\Phi}^\circ F_\Phi, \quad (11)$$

$$\dot{\Phi}_0 = \omega_0 - \omega_{ct} + k_{x\Phi}^\circ F_x + k_{\Phi\Phi}^\circ F_\Phi, \quad (12)$$

$$\dot{\omega}_0 = -\gamma(\omega_0 - \omega_{ct}) + k_{x\omega}^\circ F_x + k_{\Phi\omega}^\circ F_\Phi, \quad (13)$$

где

$$F_x \equiv \partial F(r, x_0, \Phi_0) / \partial x, \quad F_\Phi = \partial F(r, x_0, \Phi_0) / \partial \Phi,$$

$$F = \frac{1}{N} [2rS(x_0, \Phi_0, t) - S^2(x_0, \Phi_0, t)]. \quad (14)$$

Стационарные значения кумулянтов $k_{\alpha\beta}^\circ$ ($\alpha(\beta) \equiv x, x_1, \Phi, \omega$) находим как стационарные решения исходной системы (см. (9.28) [1]) путем усреднения по времени коэффициентов при кумулянтах. Среднеквадратичная ошибка (σ_α) фильтрации параметра α равна $\sigma_\alpha = \sqrt{k_{\alpha\alpha}^\circ}$. Переход $k_{\alpha\beta}(t) \rightarrow k_{\alpha\beta}^\circ$ закономерен при условии справедливости гауссова приближения, которое заключается в малости среднеквадратичных ошибок измерения параметров: $k_{xx}^\circ \ll \tau_\Phi^2$ (ВИМ, ШИМ), $k_{xx}^\circ \ll h_c^2$ (АИМ), $k_{\Phi\Phi}^\circ \ll 1$ [1], [2]. Для указанного перехода необходимо большое отношение сигнал/шум и выполнение условий: $\beta T_c \ll 1$, $\sqrt{D\omega} T_c \ll 1/D\omega = \frac{\chi}{2\gamma}$, соответствующих пренебрежимо малым приращением параметров x и Φ за среднее время паузы T_c .

Обозначим $r_1 \equiv f + n_1$, где $n_1(t) \equiv 2n(t) \cos(\omega_c t + \Phi_0)$ белый шум со спектральной плотностью $N_1 = 2N$.

С учетом соотношений (3), (14) и условия малости фазовой ошибки ($k_{\Phi\Phi}^\circ \ll 1$) получаем

$$F_x = \frac{2}{N_1} [r_1 - f_0] \frac{\partial f_0}{\partial x}, \quad F_\Phi = \frac{2}{N} r \frac{\partial S_0}{\partial \Phi}. \quad (15)$$

Стационарные значения кумулянтов $k_{\alpha\beta}^\circ$

$$k_{xx}^\circ = k_{xx_1}^\circ = \frac{\alpha + \beta}{|\bar{F}_{xx}|} \left(\sqrt{1 + \frac{|\bar{F}_{xx}| b}{(\alpha + \beta)^2}} - 1 \right), \quad (16)$$

$$k_{x_1 x_1}^\circ = (\alpha + \beta)/\beta \quad k_{xx}^\circ, \quad (17)$$

$$k_{\Phi\Phi}^\circ = \gamma N / \bar{f}^2 (\sqrt{1 + 2J} - 1), \quad (18)$$

$$k_{\omega\omega}^\circ = \gamma^3 N / \bar{f}^2 (1 + J - \sqrt{1 + 2J}) \sqrt{1 + 2J}, \quad (19)$$

$$k_{\Phi\omega}^\circ = \gamma^2 N / \bar{f}^2 (1 + J - \sqrt{1 + 2J}), \quad (20)$$

$$k_{x\Phi}^\circ = k_{x_1\Phi}^\circ = k_{x\omega}^\circ = k_{x_1\omega}^\circ = 0,$$

где

$$J \equiv [\bar{f}^2 \chi / N \gamma^4]^{1/2}, \quad \bar{f}^2 = F_i h^2 \bar{\tau}, \quad (21)$$

$$\bar{F}_{xx} = \begin{cases} -\pi h^2 F_i / N_1 \tau_\Phi & (\text{ВИМ}), \\ -2F_i \tau / N_1 & (\text{АИМ}), \\ -\pi h^2 F_i / 4N_1 \tau_\Phi & (\text{ШИМ}). \end{cases}$$

Таким образом, при решении задачи фильтрации в первом приближении можно не учитывать корреляционных связей между оценочными значениями информационных параметров $x_0(t)$, $x_{10}(t)$, с одной стороны, и фазы $\Phi_0(t)$, частоты $\omega_0(t)$, с другой стороны, что приводит к существенному упрощению оптимальной схемы. Как следует из (10)–(15), оптимальный приемник для выделения речевого сообщения синтезируется в соответствии с уравнениями

$$\dot{x}_0 = -\alpha(x_0 - x_c) + \dot{x}_{10}, \quad (22)$$

$$\dot{x}_{10} = -\beta(x_{10} - x_{1c}) + \frac{2}{N_1} k_{xx_1}^\circ [r_1 - f_0] \frac{\partial f_0}{\partial x}, \quad (23)$$

$$\dot{\Phi}_0 = \omega_0 - \omega_{ct} + \frac{2}{N} k_{\Phi\omega}^0 r \frac{\partial S_0}{\partial \Phi}, \quad (24)$$

$$\dot{\omega}_0 = -\gamma(\omega_0 - \omega_{ct}) + \frac{2}{N} k_{\Phi\omega}^0 r \frac{\partial S_0}{\partial \Phi}. \quad (25)$$

Оптимальный приемник квазикогерентных импульсов (3) (рис. 2) состоит из оптимального приемника для фильтрации видеоимпульсов, $f(x, t)$, синтез которого производится в соответствии с уравнениями (22),

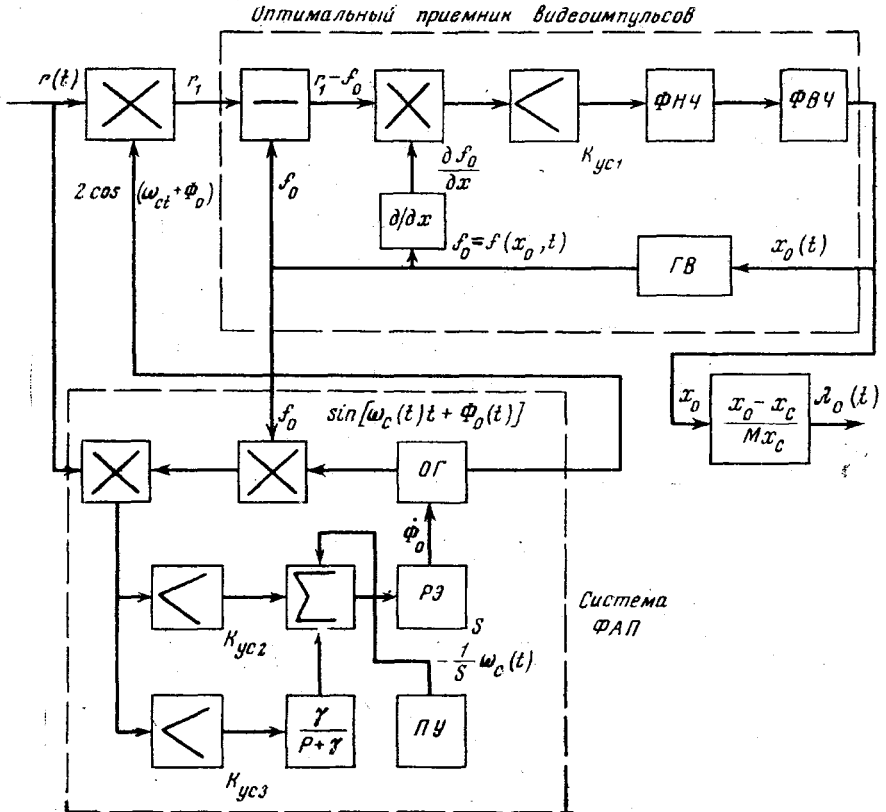


Рис. 2. Блок-схема оптимального приемника. ГВ — генератор видеоимпульсов, ОГ — опорный гетеродин, РЭ — реактивный элемент, осуществляющий подстройку частоты ОГ, S — крутизна преобразования РЭ, ПУ — программное управление среднестатистической частотой ОГ. $\omega_c(t)$, коэффициенты усиления усилителей

$$K_{yc.1} = \frac{2k_{xx}^0}{N_1\beta}, \quad K_{yc.2} = \frac{2}{NS} k_{\Phi\Phi}^0, \quad K_{yc.3} = \frac{2}{NS\gamma} k_{\Phi\omega}^0$$

(23), синхронного детектора, на выходе которого снимается сигнал $r_1(t) = 2r(t) \cos(\omega_{ct} + \Phi_0)$, и схемы опорного гетеродина с кольцом фазовой автоподстройки, синтезируемой на основе уравнений (24), (25). Приемник видеоимпульсов представляет собой по существу оптимальный следящий измеритель одного из параметров импульса: времени прихода (ВИМ), либо амплитуды импульса (АИМ), либо ширины импульса (ШИМ). Более подробно работа приемника видеоимпульсов описана в [2]. Там же доказано, что в случае ВИМ нет необходимости в блоке

вычитания $f_1 - f_0$, т. е. структура приемника видеоимпульсов может быть упрощена.

Управление частотой опорного гетеродина (ОГ) осуществляется одновременно при помощи двухканальной цепи обратной связи и при помощи программированного управления (ПУ), непрерывно подстраивающего среднестатистическую частоту ОГ $\omega_c(t)$ в соответствии с расчетными данными. Фильтрация квазиогерентных радиоимпульсов сводится, следовательно, при $k_{\text{фп}}^0 \ll 1$ к фильтрации видеоимпульсов, представляющих собой огибающую радиосигнала, причем эквивалентная спектральная плотность N_1 помехи вдвое больше спектральной плотности M помехи на выходе канала связи ($N_1 = 2N$).

Рассмотрим помехоустойчивость различных видов импульсной модуляции при передаче речевого сообщения (1).

С учетом (2) среднеквадратичная ошибка в измерении λ

$$\sigma^2 = \frac{k_{xx}^0}{M^2 x_c^2} = \frac{(\alpha + \beta)}{M^2 x_c^2 |\bar{F}_{xx}|} \left(\sqrt{1 + \frac{\beta^2 M^2 x_c^2 |\bar{F}_{xx}|}{(\alpha + \beta)^2}} - 1 \right). \quad (26)$$

Так как $\bar{F}_{xx} \sim \frac{1}{N}$, то при $N \rightarrow \infty$ из последнего равенства формально следует, что $\sigma^2 \rightarrow \sigma_{pr}^2 = \frac{\alpha \beta^2}{2(\alpha + \beta)}$ (априорная дисперсия $\bar{\lambda}^2$ речевого процесса $\lambda(t)$). При больших отношениях сигнал/шум, когда $2M^2 x_c^2 \sigma_{pr}^2 |\bar{F}_{xx}| \gg \alpha + \beta$, гауссово приближение заведомо справедливо, и вместо (26) следует пользоваться асимптотической оценкой:

$$\sigma^2 \approx \frac{1}{M x_c} \frac{\beta x_c^{\frac{1}{2}}}{|\bar{F}_{xx}|^{\frac{1}{2}}}. \quad (27)$$

Перейдем к обычно принятым переменным: отношению сигнал/шум на входе приемника $\rho = \frac{h_c^2 \bar{\tau}}{2N}$, скважности $Q = T_c \bar{\tau}$, относительной крутизне фронтов (коэффициенту прямоугольности) $d = \bar{\tau} / \tau_{\Phi}$ ($1 < d < \infty$). Введем также безразмерный коэффициент модуляции $m = M \sigma_{pr}$ и коэффициент временного квантования $\eta = \frac{1}{(\alpha + \beta) T_c}$ ($\eta \gg 1$). На основе соотношения (26) получаем следующие выражения для относительных среднеквадратичных ошибок $\delta^2 = \sigma^2 / \sigma_{pr}^2$:

$$\delta_{\text{ВИМ}}^2 = \frac{1}{\pi m^2 Q^2 d \eta \rho} \left(\sqrt{1 + 2\pi m^2 Q^2 d \eta \rho} - 1 \right), \quad (28)$$

$$\delta_{\text{АИМ}}^2 = \frac{1}{2m^2 \eta \rho} \left(\sqrt{1 + 4m^2 \eta \rho} - 1 \right), \quad (29)$$

$$\delta_{\text{ШИМ}}^2 = \frac{4}{\pi m^2} \frac{d}{(d-1)^2} \frac{1}{\eta \rho} \left(\sqrt{1 + \frac{\pi m^2}{2} \frac{(d-1)^2}{d} \eta \rho} - 1 \right). \quad (30)$$

Условия малой дисперсии оценки информационного параметра

$$k_{xx}^0 \ll \tau_{\Phi}^2 \text{ (ВИМ, ШИМ)}, \quad k_{xx}^0 \ll h_c^2 \text{ (АИМ)}$$

приводят к следующим ограничениям на переменные:

$$\frac{\eta\rho}{m^2 d^2 Q^2} \gg \frac{2}{\pi} \text{ (ВИМ)}, \quad \frac{\eta\rho}{m^2} \gg 1 \text{ (АИМ)}, \quad \frac{\eta\rho}{m^2 d (d-1)^2} \gg \frac{8}{\pi} \text{ (ШИМ)}. \quad (31)$$

Условия (31) выполняются тем лучше, чем больше коэффициент временного квантования (η) и отношение сигнал/шум (ρ).

При больших отношениях сигнал/шум, когда наряду с условиями (31) выполняются следующие условия:

$$m^2 Q^2 d \eta \rho \gg \frac{1}{2\pi} \text{ (ВИМ)}, \quad m^2 \eta \rho \gg \frac{1}{4} \text{ (АИМ)}, \quad m^2 \frac{(d-1)^2}{d} \eta \rho \gg \frac{2}{\pi} \text{ (ШИМ)}, \quad (32)$$

помехоустойчивость следует оценивать на основе асимптотических выражений, вытекающих из (28) — (30):

$$\delta_{\text{ВИМ}}^2 \simeq \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{Qd} \cdot \frac{1}{m\eta \frac{1}{2} \frac{1}{2}}, \quad (33)$$

$$\delta_{\text{АИМ}}^2 \simeq \frac{1}{m\eta \frac{1}{2} \frac{1}{2}}, \quad (34)$$

$$\delta_{\text{ШИМ}}^2 \simeq 2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{d^{\frac{1}{2}}}{d-1} \frac{1}{m\eta \frac{1}{2} \frac{1}{2}}. \quad (35)$$

Составим отношение ошибок для трех рассматриваемых видов импульсной модуляции

$$\delta_{\text{АИМ}}^2 : \delta_{\text{ШИМ}}^2 : \delta_{\text{ВИМ}}^2 = 1 : 2 \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{d^{\frac{1}{2}}}{d-1} : \sqrt{\frac{2}{\pi}} \frac{1}{Qd}. \quad (36)$$

Отсюда видно, что наибольшую точность фильтрации речевого параметра обеспечивает ВИМ, преимущество которой тем значительнее, чем больше скважность импульсов (Q) и относительная крутизна фронтов (d). При форме импульсов, близкой к прямоугольной ($d \gg 1$), ШИМ обладает преимуществом по сравнению с АИМ.

Помехоустойчивость импульсных систем передачи одномерного непрерывного марковского случайного процесса ($\lambda = \lambda_1$) формально определяется также на основе соотношений (28) — (30), в которых необходимо произвести замену $\eta \rightarrow \eta_1 = \frac{1}{\beta T_c}$ ($\alpha \rightarrow 0$).

Относительная среднеквадратичная ошибка фильтрации речевого параметра λ (δ^2) превосходит соответствующую ошибку фильтрации одномерного процесса $\lambda_1(t)$ (δ_1^2), причем в случае больших отношений сигнал/шум, при которых справедливы соотношения (33) — (35), $\delta^2 / \delta_1^2 \simeq \sqrt{1 + \alpha/\beta}$.

Из (27) следует, что при больших отношениях сигнал/шум отношение соответствующих абсолютных среднеквадратичных ошибок $\sigma^2 / \sigma_1^2 = 1$, так как $\sigma^2 \sim \beta$ (не зависит от α). Таким образом, наличие фильтра высоких частот в речевой модели, приводящего к ограничению прозрачности (уменьшению спектральной плотности) в области нижних частот, не приводит к изменению абсолютной среднеквадратичной ошибки фильтрации информационного процесса — параметра. При выполнении усло-

вий (31), (32) абсолютная ошибка зависит лишь от частоты среза (β) фильтра нижних частот, т. е. по существу от поведения спектральной плотности $S_{\lambda}(\omega)$ только в области высоких частот.

Вышесказанное дает основание предположить, что при достаточно больших отношениях сигнал/шум помехоустойчивость импульсных систем передачи реального информационного процесса $\lambda_p(t)$ будет по-прежнему определяться соотношением (27) независимо от конкретной функциональной зависимости спектральной плотности $S_{\lambda_p}(\omega)$ в области нижних частот при условии, что $\lambda_p(t)$ — компонента многомерного непрерывного марковского процесса и в области высоких частот

$$S_{\lambda_p}(\omega) \sim \frac{\beta^2}{\omega^2 + \beta^2}.$$

При этом общая структура оптимального приемника останется прежней (рис. 2), но вместо включенных последовательно ФНЧ и ФВЧ, по-видимому, следует пользоваться фильтром, передаточная функция которого пропорциональна спектральной плотности реального процесса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стратонович Р. Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. Изд-во МГУ, 1966.
2. Кульман Н. К. «Вестн. Моск. ун-та», сер. физ., астрон., № 2, 21, 1966.
3. Кульман Н. К. «Радиотехника и электроника», № 6, 1969.
4. Шастова Г. А. Кодирование и помехоустойчивость передачи телемеханической информации. М., «Энергия», 1966.

Поступила в редакцию
15.7 1968 г.

Кафедра
общей физики для мехмата