

УДК 621.391.2:621.396.96

Петр Поляков
Михаил Мартыненко
Владимир Поляков
Людмила Мартыненко

**ОПТИМАЛЬНЫЙ ПРИЕМ СИГНАЛОВ В КАНАЛАХ С
МНОГОЛУЧЕВЫМ РАСПРОСТРАНЕНИЕМ РАДИОВОЛН
И АДДИТИВНЫМИ ПОМЕХАМИ**

Решена задача синтеза оптимальных и квазиоптимальных систем приема радиосигналов, прошедших канал связи с рассеянием во времени и по частоте (многолучевой канал). Получены алгоритмы и схемы приемных систем, проанализирована их помехоустойчивость.

Постановка проблемы. Прием сигналов в каналах связи со статистически неоднородными средами вследствие наличия «памяти» канала является достаточно сложной проблемой. Синтезированные схемы оптимальных приемников являются, как правило, физически нереализуемыми (Г. Вантрис). Представляет существенный интерес создание методов и систем, позволяющих уменьшить (устранить) «память» канала. Это позволит применить для синтеза оптимальных приемников теорию условных марковских процессов и, собственно, получить реализуемые оптимальные приемные системы при наличии в физическом канале «памяти».

Анализ последних исследований. Существует два подхода к решению поставленной задачи. Первый заключается в том, что производят коррекцию нелинейности фазовой характеристики канала связи [1]. Этот подход позволяет в принципе решить задачу приема сигналов в канале с «памятью». Но при этом необходимо измерять в реальном времени импульсную характеристику канала. Наличие аддитивных помех в канале существенно затрудняет решение задачи в такой постановке.

Второй подход заключается в создании специальной «конструкции» априорных сведений, каждая компонента которой является марковской, а процесс в целом и, соответственно, теория синтеза оптимальных систем приема сигналов в канале с памятью – немарковской [2]. Следует отметить, что до настоящего времени теория синтеза оптимальных систем приема сигналов в каналах с памятью является единственной. Основным недостатком теории [2] является сложность алгоритмов обработки сигналов.

© Поляков П.Ф., Мартыненко М.В., Поляков В.П., Мартыненко Л.М., 2007

Цель статьи. В данной работе предлагается новая модель приведенного к марковскому каналу связи, т.е. модель, позволяющая преобразовать частотно-селективные замирания в канале в замирания во времени.

1. Модель канала связи с «памятью». На входе и выходе многолучевой модели канала [3] включим соответственно прямое преобразование Фурье и обратное преобразование Фурье, как показано на рис. 1.

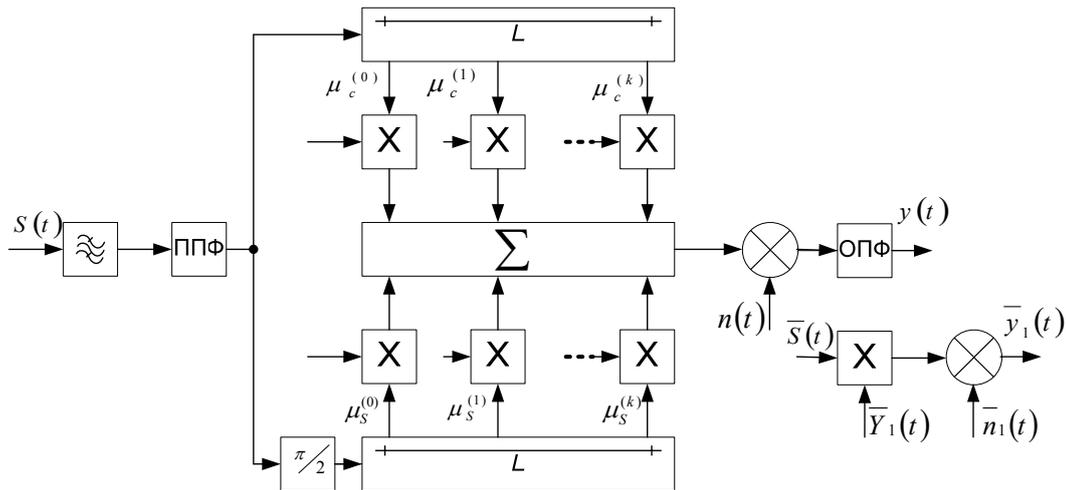


Рис. 1. Управляемая модель канала

Тогда при воздействии на вход схемы (рис. 1) аналогового сигнала

$$s(t) = U(t, \lambda) \cos[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda)]$$

на ее выходе получим колебание

$$y_1(t) = U(t, \lambda) \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} \text{rect}(t - (i-1)T_r) \left\{ \mu_c^{(n)} \cos[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda) + \varphi_i^{(n)}(t, \lambda)] + \mu_s^{(n)} \sin[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda) + \varphi_i^{(n)}(t, \lambda)] \right\} + n_1(t), \quad (1)$$

где $\varphi_i^{(n)} = \Omega_n [t - (i-1)T_r] - n\omega_0 T_0$; $\Omega_n = n\beta_r T_0$; $\beta_r = 2\pi F/T_r$; T_r – длительность интервала времени преобразования Фурье, равная длительности гетеродинного импульса преобразователя Фурье; $M_t = \lfloor t/T_r \rfloor$.

Легко показать, что аддитивная помеха $n_1(t)$ имеет такие же статистические характеристики, что и $n(t)$ в колебании на выходе канала с селективными замираниями $\left(y(t) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} g(t, \xi) s(t - \xi) d\xi + n(t) \right)$, если $n(t)$

является гауссовым белым шумом. Если в $n(t)$ в качестве аддитивной компоненты присутствуют сосредоточенные по спектру помехи, то полученная модель позволяет для борьбы с последними использовать методы и принципы использования двойных преобразователей Фурье для реализации алгоритмов оптимального и квазиоптимального приема.

Из (1) легко заключить, что модель, приведенная на рис. 1, соответствует каналу с общими замираниями, т.е. использование ПФ дает возможность «управления» моделью канала связи. Коэффициент передачи системы (рис. 1) имеет вид

$$\bar{Y}_1(t) = \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} \text{rect}(t - (i-1)T_G) (\mu_c^{(n)} - i\mu_s^{(n)}) e^{i\Omega_n[t - (i-1)T_G] - i\omega_0 T_0}, \quad (2)$$

которому соответствует модель канала с общими замираниями, приведенная на рис. 1. Из (2) видно, что при изменении Ωn , т.е. параметра β_G , изменяется скорость общих замираний. Так как параметр β_G определяется соотношением

$$\beta_G = \frac{2\pi F}{T_G}, \quad (3)$$

то выражение (2) запишем в виде

$$\bar{Y}_1(t) = \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} \text{rect}(t - (i-1)T_G) (\mu_c^{(n)} - i\mu_s^{(n)}) e^{i\frac{n\pi}{T_G}[t - (i-1)T_G] - i\omega_0 T_0}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что увеличение T_G при неизменном периоде сложной несущей, равном T , приводит к уменьшению скорости общих замираний. Здесь параметр T_G , по существу, означает величину преобразуемого отрезка сложного аналогового сигнала.

При реализации модели рис. 1 необходимо учитывать следующие особенности. Во-первых, интервал преобразования Фурье на передаче и приеме должен быть одинаков и синхронен. Во-вторых, этот интервал необходимо выбирать из условия $T_G = T_3 + L$, где T_3 — длительность отклика ППФ, определенного на заданном уровне (например, на уровне 0,01 от максимального значения), L — максимальное рассеяние во времени среды распространения. С учетом этих особенностей параметр β_G вместо (3) необходимо определять как

$$\beta_G = \Delta\omega T_G = 2\pi F / (T_G - L). \quad (4,a)$$

Тогда выражение (4) примет вид:

$$\bar{Y}_1(t) = \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} \text{rect}(t - (i-1)T_G) (\mu_c^{(n)} - i\mu_s^{(n)}) e^{i\frac{n\pi}{T_G t}[t - (i-1)T_G] - i\omega_0 T_0}. \quad (4,b)$$

Функция $\bar{Y}_1(t)$ (4,б) является периодической. Период ее равен T_T .

Для большинства реальных радиоканалов справедлива модель [3], т.е. $\mu^{(n)}(t)$ является случайным процессом. Если время корреляции Δt_k этого процесса удовлетворяет условию $\Delta t_k \ll T$, то на интервале времени T можно с достаточным для практики приближением считать $\mu^{(n)}(t) \approx \mu^{(n)}$. С такой же степенью приближения коэффициент передачи преобразованной модели (рис. 1) определяется выражением

$$\bar{Y}_1(t) = \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} [\mu_c^{(n)} - i\mu_s^{(n)}] \text{rect}(t - (i-1)T_T) e^{i\frac{n\pi}{T_T-L}[t - (i-1)T_T] - in\omega_0 T_0}. \quad (5)$$

$\bar{Y}_1(t)$ уже не является периодическим процессом, а колебание на выходе преобразованного канала имеет вид:

$$y_1(t) = U(t, \lambda) \sum_{i=0}^{M_t} \sum_{n=0}^{\kappa} \text{rect}(t - (i-1)T_T) \left\{ \mu_c^{(n)}(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda) + \varphi_i^{(n)}(t, \lambda)] + \mu_s^{(n)}(t) \sin[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda) + \varphi_i^{(n)}(t, \lambda)] + n_1(t) \right\}. \quad (6)$$

Выражение (6) представим в виде:

$$y_1(t) \approx U(t, \lambda) \sum_{i=0}^{M_t} A_i(t) \text{rect}(t - (i-1)T_T) \cos[\omega_0 t + \varphi(t, \lambda) + \varphi_i(t)], \quad (7)$$

где

$$A_i^2(t) = \left\{ \sum_{n=0}^{\kappa} [\mu_c^{(n)}(t) \cos \varphi_i^{(n)}(t) + \mu_s^{(n)} \sin \varphi_i^{(n)}(t)] \right\}^2 + \left\{ \sum_{n=0}^{\kappa} [\mu_s^{(n)}(t) \cos \varphi_i^{(n)}(t) + \mu_c^{(n)} \sin \varphi_i^{(n)}(t)] \right\}^2,$$

$$\varphi_i^{(n)}(t) = -\text{arctg} \frac{\sum_{n=0}^{\kappa} [\mu_c^{(n)}(t) \cos \varphi_i^{(n)}(t) + \mu_s^{(n)} \sin \varphi_i^{(n)}(t)]}{\sum_{n=0}^{\kappa} [\mu_s^{(n)}(t) \cos \varphi_i^{(n)}(t) + \mu_c^{(n)} \sin \varphi_i^{(n)}(t)]}.$$

Статистические характеристики процессов $A_i(t)$ и $\varphi_i(t)$ (7) определим при условии, что функции $\mu_n(t)$ для различных лучей статистически независимы, а фазы $\varphi_{in}(t)$ распределены равномерно на интервале $(0, 2\pi)$. Такое условие оправдывается для большинства многолучевых радиоканалов [3]. При этом, согласно центральной предельной теореме теории вероятностей, $A_{ic}(t)$ и $A_{is}(t)$ распределены по нормальному закону, имеют нулевые средние значения и одинаковые дисперсии (число лучей l предполагается достаточно большим). В силу этого значения $A_i(t)$ (7) распределены по закону Рэлея с одномерной плотностью вероятности:

$$\omega(A_i) = \frac{A_i}{\sigma_A^2} \exp\left(-\frac{A_i^2}{2\sigma_A^2}\right), \quad (8)$$

где $2\sigma_A^2 = \langle A_i^2 \rangle$, а фаза $\varphi_i(t)$ распределена равномерно на интервале $(0, 2\pi)$.

Учитывая рэлеевский характер (8) общих замираний сигнала на выходе преобразованной модели, которому соответствует описание замираний сигнала стохастическим дифференциальным уравнением, получим марковскую модель канала с «памятью»:

$$\left. \begin{aligned} \dot{A}(t) &= -\alpha_A A(t) + \frac{1}{4A(t)} N_A + n_A(t); \\ \dot{\lambda}(t) &= -\alpha \lambda(t) + n_\lambda(t); \\ \dot{\tau}_k(t) &= \Omega_k(t); \dot{\Omega}_k(t) = -\alpha_{\Omega_k} \Omega_k(t) + n_{\Omega_k}(t); \\ \dot{\Theta}_k(t) &= n_{\Theta_k}(t); \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

где $n_i(t)$ – формирующие белые шумы с дельта-функцией корреляции.

2. Постановка задачи синтеза. На выходе обратного преобразователя Фурье (рис. 1) сформировано колебание (7). Рассмотрим возможности марковской теории нелинейной фильтрации для оптимальной обработки колебания (7) с целью выделения полезного сообщения $\lambda(t)$. Модель колебания является общей, используя которую можно синтезировать оптимальную систему приема сигналов любой формы. Рассмотрим вариант приема колебаний с частотной модуляцией, т.е.

$$y(t)(t, \lambda) = A(t) [\cos \omega_0 t + \psi(t)] + n(t), \quad (10)$$

где

$$\psi(t) = \varphi(t) + M_q \int_0^t \lambda(\tau) d\tau, \quad A(t) \geq 0.$$

Здесь $A(t)$ – случайный марковский процесс, который описывается стохастическим дифференциальным уравнением (9) (первое из системы уравнений (9)) и учитывает временные селективные замирания сигнала на выходе преобразованной марковской модели канала связи; $n(t)$ – флуктуационный белый шум с характеристиками:

$$M \{n(t)\} = 0; M \{n(t_1)n(t_2)\} = \frac{N_0}{2} \delta(t_2 - t_1);$$

$\lambda(t)$ – передаване сообщене, которое удовлетворяет стохастическому дифференциальному уравнению (9), где формирующий гауссовский белый шум $n_\lambda(t)$ имеет статистические характеристики:

$$M\{n_\lambda(t)\} = 0; M\{n_\lambda(t_1)n_\lambda(t_2)\} = \frac{N_\lambda}{2}\delta(t_2 - t_1),$$

где N_λ – спектральная плотность формирующего шума $n_\lambda(t)$; $\varphi(t)$ – случайная фаза, поведение которой определяется стохастическим дифференциальным уравнением

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = n_\varphi(t),$$

где $n_\varphi(t)$ – гауссовский белый шум с нулевым математическим ожиданием и дельта-функцией корреляции, т.е.

$$M\{n_\varphi(t)\} = 0; M\{n_\varphi(t_1)n_\varphi(t_2)\} = \frac{N_\varphi}{2}\delta(t_2 - t_1),$$

При этом начальная фаза $\varphi_0 = \varphi(0)$ принимается случайной, равномерно распределенной на интервале $(-T, T)$, т.е.

$$P(\varphi_0) = \frac{1}{2\pi}, -\pi \leq \varphi_0 \leq \pi.$$

Заметим, что коэффициент сноса марковского процесса $A(t)$ зависит от A нелинейно

$$a(A) = -\alpha_A A + \frac{N_A}{4A},$$

где α_A – известный постоянный коэффициент. На выходе преобразованной модели наблюдаются быстрые замирания сигнала $S(t)$, что позволяет использовать марковскую теорию нелинейной фильтрации.

3. Решение задачи синтеза. Используя марковскую теорию нелинейной фильтрации, определим структуру системы оптимального приема радиосигнала (10).

Уравнения фильтрации при этом можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi(t, \lambda)}{dt} &= M_{\Psi} \lambda^*(t) + K_{\Psi\Psi}^* F_{\Psi}; \\ \frac{d\lambda^*(t)}{dt} &= -\alpha \lambda^*(t) + K_{\lambda\Psi}^* F_{\Psi}; \\ \frac{dA^*(t)}{dt} &= -\alpha A^*(t) + \frac{N_A}{4A^*(t)} K_{AA}^* F_A \end{aligned} \right\}, \quad (10)$$

где $F(t, \lambda(t), A(t))$ – производная по времени наблюдения от логарифма функции правдоподобия:

$$F(t, \lambda(t), A(t)) = -\frac{1}{N_0} [y(t) - S(t, \lambda(t), A(t))]^2.$$

Определим функции F_{Ψ} и F_A в уравнениях (10), тогда:

$$\left. \begin{aligned} F_{\Psi} &= \left. \frac{\partial F(t, \lambda(t), A(t))}{\partial \Psi} \right|_{\substack{\lambda = \lambda^* \\ A = A^*}} = \frac{-2A^*(t)}{N_0} y(t) \sin[\omega_0 t + \Psi^*(t, \lambda^*(t))]; \\ F_A &= \left. \frac{\partial F(t, \lambda(t), A(t))}{\partial A} \right|_{\substack{\lambda = \lambda^* \\ A = A^*}} = \frac{1}{N_0} \{2y(t) \cos[\omega_0 t + \Psi^*(t) - A^*(t)]\}. \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

Подставляя выражения (11) в (10), после необходимых преобразований получим следующее уравнение фильтрации, описывающее алгоритм работы оптимального приемника сигналов (10) при быстрых замираниях:

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi(t)}{dt} &= M_{\Psi} \lambda^*(t) + \frac{2K_{\Psi\Psi}}{N_0} A^*(t) y(t) \sin[\omega_0 t + \Psi^*(t)]; \\ \frac{d\lambda^*(t)}{dt} &= -\alpha \lambda^*(t) + \frac{2K_{\lambda\Psi}}{N_0} A^*(t) y(t) \sin[\omega_0 t + \varphi^*(t)]; \\ \frac{dA^*(t)}{dt} &= -\alpha_A A^*(t) + \frac{N_A}{4A^*(t)} + \frac{2K_{AA}}{N_0} y(t) \cos[\omega_0 t + \varphi^*(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

Для определения кумулянтов в системе уравнений (12) запишем на основании теории нелинейной фильтрации следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial K_{\Psi\Psi}(t)}{\partial t} &= 2M_q K_{\lambda\Psi} + \frac{N_\varphi}{2} + K_{\Psi\Psi}^2 F_{\Psi\Psi}; \\ \frac{\partial K_{\lambda\lambda}(t)}{\partial t} &= -2\alpha K_{\lambda\lambda} + \frac{N_\lambda}{2} + K_{\lambda\Psi}^2 F_{\Psi\Psi}; \\ \frac{\partial K_{\lambda\Psi}(t)}{\partial t} &= -\alpha K_{\lambda\Psi} + M_q K_{\lambda\lambda} + K_{\lambda\Psi} K_{\Psi\Psi} F_{\Psi\Psi}; \\ \frac{\partial K_{AA}(t)}{\partial t} &= -2\alpha'_A K_{AA} + \frac{N_A}{2} + K_{AA}^2 F_{AA}. \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

где

$$\alpha'_A = \frac{\alpha_A}{2} \left\{ 3 \left(1 + \frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0} \right)^{\frac{1}{2}} - 1 \right\};$$

$$\left. \begin{aligned} F_{\Psi\Psi} &= \frac{\partial^2 F(t, \lambda(t), A(t))}{\partial \Psi^2} \Bigg|_{\substack{\lambda = \lambda^* \\ A = A^*}} = \frac{-2A^*(t)}{N_0} y(t) \cos[\omega_0 t + \Psi^*(t)]; \\ F_{AA} &= \frac{\partial^2 F(t, \lambda(t), A(t))}{\partial A^2} \Bigg|_{\substack{\lambda = \lambda^* \\ A = A^*}} = -\frac{1}{N_0}. \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Для определения кумулянтов в установившемся режиме используем в (13) и (14) два корректных допущения. Первое допущение заключается в том, что в уравнениях для кумулянтов (13) флуктуационные составляющие, содержащие шум $n(t)$, рассматриваем как малые и не учитываем (опускаем). В результате такого допущения корреляционная матрица ошибок $K(t)$ не зависит от реализации колебания $y(t, \lambda(t))$. Второе допущение заключается в том, что флуктуация коэффициентов $K_{ij}(t)$ около соответствующих средних значений $\overline{K_{ij}^*(t)}$ рассматриваются как малые в установившемся режиме.

Тогда из (13) и (14) получим:

$$\left. \begin{aligned} \widetilde{F}_{\Psi\Psi} &= -\frac{A^*}{N_0}; \\ \widetilde{F}_{AA} &= -\frac{1}{N_0}. \end{aligned} \right\}$$

Учитывая эти соотношения и подставляя их в систему уравнений (13) с учетом допущений, получим в стационарном режиме:

$$\left. \begin{aligned} 2M_q K_{\lambda\Psi}^* + \frac{N_\varphi}{2} - K_{\Psi\Psi}^{*2} \frac{1}{N_0} A(t) &= 0; \\ -2\alpha K_{\lambda\lambda} + \frac{N_\lambda}{2} - K_{\lambda\Psi}^2 \frac{1}{N_0} A(t) &= 0; \\ -\alpha K_{\lambda\Psi} + M_q K_{\lambda\lambda} - K_{\lambda\Psi} K_{\Psi\Psi} \frac{1}{N_0} A(t) &= 0; \\ -2\alpha'_A K_{AA}^* + \frac{N_A}{2} - \frac{1}{N_0} K_{AA}^{*2} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

В уравнениях (15) кумулянты $K_{ij}^*(t)$ понимаются в стационарном режиме. Заменяем в этих уравнениях A^2 на $M\{A^2\} = \frac{1}{2\alpha} N_A$. Тогда окончательно получаем систему нелинейных алгебраических уравнений с постоянными коэффициентами:

$$\left. \begin{aligned} 2M_q K_{\lambda\Psi} + \frac{N_\varphi}{2} - \frac{N_A}{2\alpha N_0} K_{\Psi\Psi}^2 &= 0; \\ 2\alpha K_{\lambda\lambda} + \frac{N_\lambda}{2} - \frac{N_A}{2\alpha N_0} K_{\lambda\Psi}^2 &= 0; \\ -\alpha K_{\lambda\Psi} + M_q K_{\lambda\lambda} - \frac{N_A}{2\alpha N_0} K_{\lambda\Psi} K_{\Psi\Psi} &= 0; \\ 2\alpha'_A K_{AA} + \frac{N_A}{2} - \frac{1}{N_0} K_{AA}^2 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

В результате решения системы уравнений (16) получим следующие расчетные формулы для определения кумулянтов:

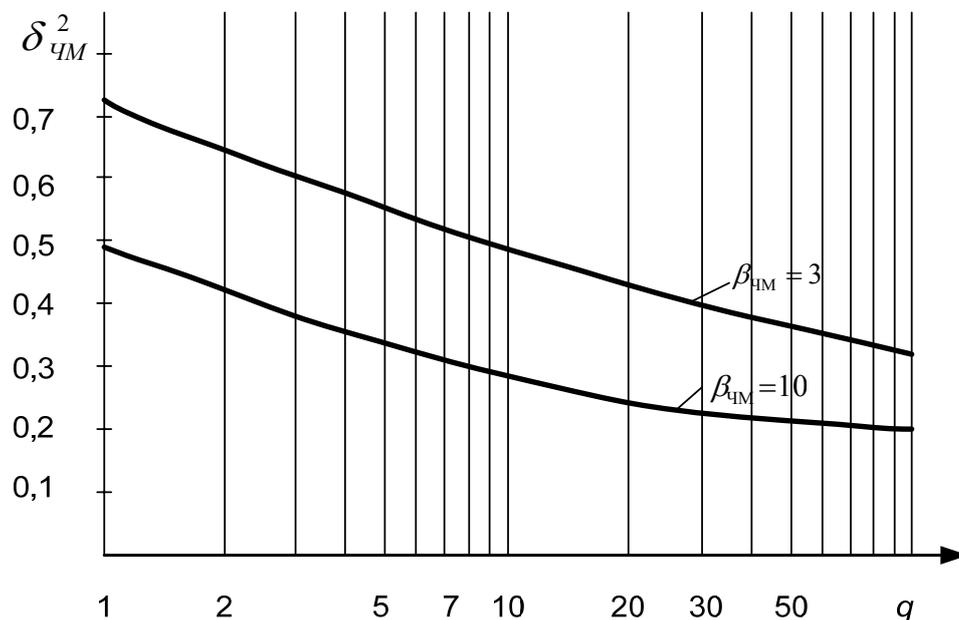
$$\left. \begin{aligned}
 K_{\lambda\lambda} &= \frac{\sigma_{\lambda}^2 B}{2q\beta_{\text{ЧМ}}^2} \{1 + 2C - B\}; \\
 K_{\Psi\Psi} &= \frac{1}{2q}(B - 1); \\
 K_{\lambda\Psi} &= \frac{\sigma_{\lambda}}{2q\beta_{\text{ЧМ}}} (1 + 2C - B); \\
 C &= [q(\beta_{\text{ЧМ}}^2 + 0,5D_q)]^{1/2}; \\
 B &= [1 + 2D_q + 4C]^{1/2}; \\
 K_{AA} &= \frac{3}{2}\alpha_A N_0 \left\{ \left(1 + \frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0} \right)^{1/2} - 1 \right\}; \\
 \alpha'_A &= \frac{\alpha_A}{2} \left\{ 3 \left(1 + \frac{2N_A}{9\alpha_A^2 N_0} \right)^{1/2} - 1 \right\}; \\
 q &= \frac{M\{A^2\}}{2\alpha N_0} = \frac{N_A}{4\alpha\alpha_A N_0}.
 \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Здесь $\beta_{\text{ЧМ}} = \frac{M_q \sigma_{\lambda}}{a}$ - индекс частотной модуляции; $\sigma_{\lambda}^2 = \frac{N_{\lambda}}{4a}$ - дисперсия передаваемого сообщения.

На рис. 2 приведены графики зависимостей относительной погрешности фильтрации нелинейным оптимальным приемником, работающим в соответствии с алгоритмом (10). Из рассмотрения рисунка можно отметить, что с увеличением индекса частотной модуляции и отношения сигнал/шум погрешность фильтрации уменьшается.

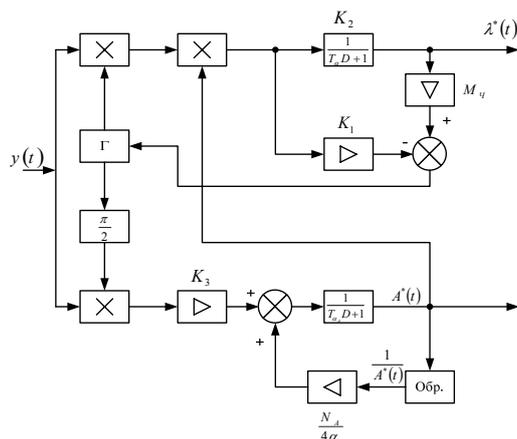
Структурную схему оптимального нелинейного устройства определим следующим образом. Запишем уравнения фильтрации (12) в операторной форме:

$$\left. \begin{aligned}
 \lambda^*(t) &= \frac{1}{T_{\alpha} D + 1} \left\{ \frac{2K_{\lambda\Psi}}{\alpha N_0} A^*(t) y(t) \sin[\omega_0 t + \Psi^*(t)] \right\}; \\
 \Psi^*(t) &= \frac{1}{T_{\alpha} D} \left\{ M_q \lambda^*(t) + \frac{2K_{\Psi\Psi}}{\alpha N_0} A^*(t) y(t) \sin[\omega_0 t + \Psi^*(t)] \right\}; \\
 A^*(t) &= \frac{1}{T_{\alpha_A} D + 1} \left\{ \frac{N_A}{4\alpha_A A^*(t)} + \frac{2K_{AA}}{\alpha_A N_0} y(t) \cos[\omega_0 t + \Psi^*(t)] \right\}.
 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$



**Рис. 2. Графики зависимостей относительной погрешности фильтрации
нелинейным оптимальным приемником**

Схема оптимального нелинейного приемника, работающего в соответствии с алгоритмом (18), приведена на рис. 3.



**Рис. 3. Схема оптимального нелинейного приемника сигналов в каналах
с «памятью»**

На ней обозначено: $K_1 = \frac{2K_{\Psi\Psi}}{\alpha N_0}$; $K_2 = \frac{2K_{\lambda\Psi}}{\alpha N_0}$; $K_3 = \frac{2K_{AA}}{\alpha_A N_0}$. Кроме того, блок с

обозначением «Обр.» формирует величину, обратную $A^*(t)$, т.е. выходное напряжение блока с обозначением «Обр.» обратно пропорционально интенсивности замираний. Таким образом, по-существу, обратитель [68,71] с соответствующими сумматором, интегратором и усилителем образуют систему автоматической регулировки усиления. Остальные блоки, приведенные на рис. 3, образуют систему фазовой автоподстройки частоты.

Выводы. Решена задача синтеза оптимального приемного устройства радиосигналов, прошедших канала связи с «памятью» при наличии флуктуационного белого шума. Из анализа результатов синтеза нетрудно заключить, что алгоритмы и схема оптимального приемника являются физически реализуемыми. Весьма важно, что такой подход позволяет синтезировать приемные системы, оптимальные при воздействии в канале аддитивных помех произвольной структуры. При этом увеличивается размерность вектора фильтруемых параметров. Можно показать, что алгоритмы и системы оптимального приема при этом являются хотя и более сложными, но физически реализуемыми.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гольденберг Л.М., Кловский Д.Д. Метод приема импульсных сигналов, основанный на использовании вычислительных машин // Труды ЛЭИС. – 1959. – Вып. VII (44). – С. 17 - 26.
2. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
4. Поляков П.Ф., Ландарь А.А., Миц А.А., Коцюбинский В.Л. Способ деления электрических колебаний//Известия вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. Т.15. – 1972. – № 11.

Поступила 26 сентября 2007 г.