УДК 621.391

А.В. ПЕТРИЩЕВ, О.Н. МЕНЬКОВ

Харьковский институт военно-воздушных сил, Украина

СИНТЕЗ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ СТОХАСТИЧЕСКОГО ДЕКАМЕТРОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ

На основе методики фильтрации марковских случайных полей с использованием гауссовской апроксимации, рассматривается построение квазиоптимального алгоритма фильтрации-интерполяции квадратурных составляющих импульсной характеристики декаметрового канала связи, позволяющей реализовать процедуру оценки его параметров, необходимую для решения задачи адаптивного приема.

марковские процессы, декаметровый канал, адаптивный прием, квазиоптимальная фильтрация

Введение

Существенно повысить качество авиационной радиосвязи декаметровых волн можно путем разработки новых универсальных систем, способных эффективно функционировать в автономном режиме и реализующих адаптивные алгоритмы приема, не требующие выделения большого количества резервных частот. Подобные системы могут быть построены на основе алгоритмов, объединяющих в себе активный метод анализа рабочего канала связи, предполагающий специальную процедуру тестирования канала, и последующую адаптацию приемного устройства к его параметрам.

Обработка сигналов на выходе декаметрового канала связи ввиду априорной неопределенности его параметров предполагает решение задачи адаптивного приема. Возможны два подхода к решению подобной задачи. Первый заключается в последовательном оценивании параметров канала и сигнала [1, 2]. При этом на первом этапе передается тест-сигнал и определяется какая-либо из системных характеристик канала связи, а на втором – обрабатывается сигнал, содержащий полезную информацию. Второй подход предполагает одновременное оценивание параметров канала и сигнала [3]. В любом случае для разрешения априорной неопределенности необходима процедура оценки системных характеристик канала связи.

Целью работы является синтез алгоритма фильтрации квадратурных составляющих импульсной характеристики (ИХ) декаметрового канала связи.

1. Постановка задачи

Исходя из специфики декаметрового канала связи, оценка его параметров может рассматриваться как задача фильтрации квадратурных составляющих его импульсной характеристики, которые содержат всю необходимую для синтеза адаптивных устройств приема информацию о структуре ионосферной ЛС. При этом, согласно анализа марковской модели ИХ [4, 5], априорные сведения о канале могут быть описаны нижеприведенными соотношениями (1) – (3):

$$H(t) = \left(h_m(t)\cos\left[\omega_0 t - \varphi(t)\right]\right) rect\frac{t}{\tau_{\max}} = \left(h_c(t)\cos\omega_0 t + h_s(t)\sin\omega_0 t\right) rect\frac{t}{\tau_{\max}}, \quad (1)$$

где $h_c(t) = h_m(t)\cos\varphi(t)$ и $h_s(t) = h_m(t)\sin\varphi(t)$ – случайно изменяющиеся квадратурные составляющие импульсной характеристики; $\tau_{\max}$ – максимальная задержка передаваемого по каналу связи сигнала или “память” КВ канала;

$$rect\frac{t}{\tau_{\max}} = \begin{cases} 1, & при \;\; 0 \le t \le \tau_{\max}; \\ 0, & при \;\; t < 0 \;\; и \;\; \tau_{\max} < t; \end{cases}$$

$$h_{c(s)}(t) = Ash(\gamma_{c(s)}(t)) + m_{c(s)}, \qquad (2)$$

где A – амплитуда случайной составляющей $h_{c(s)}(t)$; m_c и m_s – постоянные величины, определяющие МО квадратурных составляющих ИХ КВ канала связи; $\gamma_c(t)$ и $\gamma_s(t)$ – независимые гауссовские СП, описываемые стохастическим дифференциальным уравнением

$$\frac{d\gamma_{c(s)}(t)}{dt} = -\beta\gamma_{c(s)}(t) + \beta\, n_{c(s)}(t), \qquad (3)$$

где $n_{c(s)}(t)$ – БГШ с нулевым МО и корреляционной функцией вида

$$R(t_1, t_2) = \frac{N_{c(s)}}{2}\delta(t_2 - t_1).$$

Уравнение наблюдения, в соответствии с изложенными соображениями, правомерно представить как [4, 5]:

$$\begin{aligned}\xi(t) &= L[U(t,\lambda,\tau), H(\tau)] + n_0(t) = \\ &= \int_0^t H(\tau) U(t-\tau,\lambda) d\tau + n_0(t),\end{aligned} \qquad (4)$$

где $t \in [0, T)$; $H(\tau)$ – ИХ канала связи, как инвариантной ко сдвигу во времени физически возможной системы ($H(t,\tau) = 0$ при $t \langle \tau$), в которой $U(t)$ в зависимости от подхода к решению задачи адаптивного приема принимается некоторым тест- или информационным сигналом.

Следует отметить, что применение традиционных методов марковской теории оптимальной фильтрации [6, 7] для решения данной задачи возможно лишь в случае, когда $U(t)$ представляет собой дельта-импульс, так как при этом наблюдению доступен непосредственно марковский процесс, а не его инерционное преобразование. Однако в действительности все реальные сигналы имеют конечную энергию и не могут описываться дельта-функцией. Поэтому инерционное преобразование в наблюдении вида (4) неизбежно.

Решение подобного рода задач возможно на основе методики оптимальной фильтрации взаимозадержанных марковских процессов, изложенной в [8]. Основная идея предлагаемого метода заключается в том, чтобы в каждый момент времени t оценивать не отдельные взаимозадержанные значения марковского процесса, а всю его реализацию на интервале задержек. Такую реализацию можно получить на выходах ЛЗ с распределенными параметрами (РЛЗ), на вход которой воздействует марковский СП.

Так как в нашем случае марковским процессом является одна из квадратурных составляющих ИХ декаметрового канала связи, то выходной сигнал такой ЛЗ может быть представлен в виде функции двух переменных $h_{c(s)}(t,\tau)$, которая удовлетворяет условию

$$h_{c(s)}(t,\tau) = h_{c(s)}(t-\tau), \qquad (5)$$

где пространственная координата τ характеризует временную задержку процесса $h_{c(s)}(t)$ в каждой точке этой координаты.

Очевидно, что функция $h_{c(s)}(t,\tau)$ представляет собой случайное поле. В [8] предложено применение математического аппарата фильтрации марковских случайных полей [9, 10] для решения задачи оптимальной фильтрации взаимозадержанных процессов. Рассмотрим применение данного аппарата для решения задачи фильтрации квадратурных составляющих ИХ декаметрового канала связи.

В ходе решения данной задачи будем полагать, что:

1) КВ канал связи на интервале наблюдения является квазистационарной инвариантной во времени линейной системой и возможна реализация двухэтапного решения задачи адаптивного приема, при котором для определения параметров канала используется тест-сигнал;

2) параметрическая неопределенность модели ИХ, связанная с соответствием ее тому или иному виду замираний, может быть разрешена на основе ап-

риорных данных о канале связи; рассматривается канал с релеевскими и логнормальными замираниями; случай райсовских замираний можно учесть, если случайные величины m_c и m_s включить в марковский вектор оцениваемых параметров [6, 11];

3) квадратурные составляющие ИХ канала описываются как диффузионные марковские СП.

Приведенные допущения лишь несколько упрощают задачу и не являются принципиальными. Полученные результаты в дальнейшем могут быть обобщены при решении задачи фильтрации квадратурных составляющих ИХ декаметрового канала без этих ограничений. При этом возрастет размерность вектора оцениваемых параметров и соответственно сложность синтезируемых алгоритмов.

2. Оптимальная фильтрация квадратурных составляющих импульсной характеристики декаметрового канала связи

Априорные сведения. Случайное поле $h_{c(s)}(t,\tau)$ удовлетворяет условию (4). Тогда для его описания можно воспользоваться уравнением вида

$$\frac{\partial h_{c(s)}(t,\tau)}{\partial t} = -\frac{\partial h_{c(s)}(t,\tau)}{\partial \tau} \tag{6}$$

с граничным условием

$$h_{c(s)}(t,\tau)\,|_{\tau=0} = h_{c(s)}(t) \tag{7}$$

и начальным условием

$$h_{c(s)}(t,\tau)\,|_{t=0} = 0, \tau \geq 0\,. \tag{8}$$

Диффузионный марковский процесс $h_{c(s)}(t)$ задается дифференциальным уравнением [4]:

$$\frac{dh_{c(s)}(t)}{dt} = -\beta\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\times$$
$$\times\ln\left(h_{c(s)}(t)+\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\right)+ \tag{9}$$
$$+\beta\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}n_{c(s)}(t)\,.$$

Уравнение (6) с краевыми условиями (7) и (8), решением которого является (5), описывает идеальную РЛЗ.

Рассматривая случай логнормальных замираний уравнения (6) и (9) можно записать в векторно-матричной форме с граничным оператором (7):

$$\frac{\partial H_{c(s)}(t,\tau)}{\partial t} = F\left(H_{c(s)}(t,\tau),\tau\right)+$$
$$+G\left(H_{C(s)}(t,\tau)\right)n(t,\tau)\,, \tag{10}$$

где $H_{c(s)}(t.\tau) = \left[h_{c(s)}(t,\tau), h_{c(s)}(t)\right]^T$;

$$F\left(H_{c(s)}(t,\tau),\tau\right) = \begin{bmatrix} \dfrac{\partial h_{c(s)}(t,\tau)}{\partial \tau} \\ -\beta\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\;\ln\begin{pmatrix} h_{c(s)}(t)+ \\ +\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\end{pmatrix}\end{bmatrix};$$

$$G\left(H_{c(s)}(t,\tau)\right) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \beta\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\end{bmatrix};$$

$$n(t,\tau) = \begin{bmatrix} n_{c(s)}(t,\tau) \\ n_{c(s)}(t)\end{bmatrix},$$

где $n_{c(s)}(t,\tau)$ – пространственно-временной БШГ с нулевым МО.

Уравнение (10) представляет собой обобщение известной теоремы Дуба для случайных полей. Следовательно, поле $H_{c(s)}(t,\tau)$ можно рассматривать как марковский СП со значениями в гильбертовом пространстве функций.

Исходя из симметризированной формы записи уравнения (10), локальными характеристиками (коэффициентами сноса и диффузии) такого процесса являются:

$$a_\tau\left(h_{c(s)}(t,\tau)\right) = -\frac{\partial h_{c(s)}(t,\tau)}{\partial \tau};$$

$$a_0\left(h_{c(s)}(t)\right) = -\beta\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}\ln\left(h_{c(s)}(t)\right)+$$
$$+\sqrt{h_{c(s)}^2(t)+1}+\frac{N_{c(s)}}{2}\beta h_{c(s)}(t)^2;$$

$$b_{\tau,\tau}\left(h_{c(s)}(t,\tau),h_{c(s)}(t,\tau)\right)=0;$$

$$b_{\tau,0}\left(h_{c(s)}(t,\tau),h_{c(s)}(t)\right)=0;$$

$$b_{0,\tau}\left(h_{c(s)}(t),h_{c(s)}(t,\tau)\right)=0,$$

$$b_{0,0}\left(h_{c(s)}(t),h_{c(s)}(t)\right)=\frac{N_{c(s)}}{2}\beta^2\left(h_{c(s)}^2(t)+1\right). \quad (11)$$

Априорная плотность вероятности вектора $H_{c(s)}(t,\tau)$ является функционалом от пространственных реализаций процесса $h_{c(s)}(t,\tau)$, а также функцией от $h_{c(s)}(t)$ и t. Основываясь на результатах, полученных в [7] и, учитывая (11), для него можно записать уравнение Фокера – Планка – Колмогорова

$$\frac{\partial P(H_{c(s)},t)}{\partial t}=-\int_0^\infty\frac{\delta}{\delta h_{c(s)}(t,\tau)}\times$$

$$\times\left[a_\tau\left(h_{c(s)}(t,\tau)\right)P\left(H_{c(s)},t\right)\right]d\tau-$$

$$-\frac{\partial}{\delta h_{c(s)}(t)}\left[a_0\left(h_{c(s)}(t)\right)P\left(H_{c(s)},t\right)\right]+ \quad (12)$$

$$+\frac{1}{2}\frac{\partial^2}{\partial^2 h_{c(s)}(t)}\left[b_{0,0}\left(h_{c(s)}(t),h_{c(s)}(t)\right)P\left(H_{c(s)},t\right)\right]=$$

$$=L\left[P\left(H_{c(s)},t\right)\right],$$

где $\frac{\delta(\cdot)}{\delta h_{c(s)}(t,\tau)}$ – вариационная производная; $L[\cdot]$ – оператор Фокера – Планка – Колмогорова.

Модель случайного поля (6) – (10) является частным случаем общей модели, используемой в [9, 10], и соответствует характерному для данной задачи условию (5). Это позволяет конкретизировать результаты оптимальной фильтрации случайных полей применительно к рассматриваемой задаче.

Квазиоптимальный алгоритм фильтрации. Полагая, что параметры тестирующего канал сигнала точно известны и имеет место когерентный прием, оценку квадратурных составляющих ИХ удобнее производить, осуществив предварительно синхронное детектирование наблюдения (4).

Тогда на выходе каждого из двух взаимоортогональных каналов синхронного детектора будем иметь наблюдение

$$\xi_{c(s)}(t)=S\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)+n_{c(s)}^*(t), \quad (13)$$

где $S\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)$ – функционал от пространственных реализаций (по координате τ) поля $h_{c(s)}(t,\tau)$; $n^*{}_{c(s)}(t)$ – статистически неразличимый (в полосе частот канала) с $n(t)$ БГШ со спектральной плотностью $N_0^*/2$.

На основе имеющегося наблюдения и априорных сведений необходимо синтезировать оптимальный алгоритм получения оценки вектора случайных полей $H_{c(s)}(t,\tau)$. Вся информация об оцениваемом процессе в каждый момент времени t содержится в функционале апостериорной ПВ. Этот функционал удовлетворяет интегродифференциальному уравнению в вариационных производных [9, 10], которое является аналогом известного уравнения Стратоновича и в данном случае будет иметь вид

$$\frac{\partial P\left(H_{c(s)}\middle|\xi_{c(s)}{}_0^t\right)}{\partial t}=L\left[P\left(H_{c(s)}\middle|\xi_{c(s)}{}_0^t\right)\right]+$$
$$+\left[\Phi\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)-\Phi(t)\right]P\left(H_{c(s)}\middle|\xi_{c(s)}{}_0^t\right), \quad (14)$$

где $\xi_{c(s)}{}_0^t$ – значение функции $\xi_{c(s)}(t)$ в интервале наблюдения $[0,t)$; $L\left[P\left(H_{c(s)}\middle|\xi_{c(s)}{}_0^t\right)\right]$ – определенный выражением (12) оператор Фокера – Планка – Колмогорова;

$$\Phi\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)=$$

$$=\frac{N_0^{*-1}}{2}\left(2\xi_{c(s)}(t)S\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)-\right.$$

$$\left.-S^2\left(t,h_{c(s)}(t,\tau)\right)\right) \quad -$$

логарифм функционала правдоподобия; $\Phi(t)$ – определяется как континуальный интеграл вида

$$\Phi(t) = \int_{C_\tau} \Phi\left(t, h^t_{c(s)}(\tau)\right) P\left(H_{c(s)} \middle| \xi_{c(s)}{}_0^t \right) D h^t_{c(s)}(\tau)$$

по всем траекториям $h^t_{c(s)}(\tau)$ из множества c_τ в момент времени t.

Точных решений уравнения (14) в настоящее время не существует. Исключением является случай линейной фильтрации, когда функционал ПВ является гауссовским. Решение данного уравнения в гауссовском приближении сводится к нахождению апостериорного среднего и корреляционной функции ошибок фильтрации.

Применительно к рассматриваемой задаче оценкой вектора $H_{c(s)}(t,\tau)$ в гауссовском приближении является

$$\hat{H}_{c(s)}(t,\tau) = M\left\{ H_{c(s)}(t,\tau) \middle| \xi_{c(s)}{}_0^t \right\}, \tag{15}$$

а корреляционной функцией ошибок фильтрации –

$$R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2) =$$

$$= M\left\{ \begin{matrix} \left[H_{c(s)}(t,\tau_1) - \hat{H}_{c(s)}(t,\tau_1) \right] \times \\ \times \left[H_{c(s)}(t,\tau_2) - \hat{H}_{c(s)}(t,\tau_2) \right]^T \end{matrix} \middle| \xi_{c(s)}{}_0^t \right\}, \tag{16}$$

причем $R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2) = R^T_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2)$.

Гауссовская аппроксимация функционала апостериорной ПВ в имеющей место задаче фильтрации вполне правомерна, так как для оценки параметров канала обычно применяются достаточно мощные тест-сигналы и отношение сигнал-шум на выходе канала велико. Ошибки фильтрации в этом случае будут малы, функционал апостериорной ПВ становится нормальным.

Применяя метод гауссовского приближения для уравнения (14), определим алгоритм вычисления квазиоптимальной оценки вектора $H_{c(s)}(t,\tau)$ и корреляционной матрицы ошибок

$$R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2) =$$

$$= \begin{bmatrix} R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2) & R_{c(s)}(t,\tau_1,0) \\ R_{c(s)}(t,0,\tau_2) & R_{c(s)}(t,0,0) \end{bmatrix}. \tag{17}$$

В [12] конкретизированы алгоритмы квазиоптимальной фильтрации, приведенные в [8, 9], с учетом модели, подобной (6) – (8), (9), и наблюдения (13). Принимая во внимание полученные в [10] результаты, запишем уравнения оценок компонент вектора $H_{c(s)}(t,\tau)$, описываемого (10):

$$\frac{\partial \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)}{\partial t} = -\frac{\partial \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)}{\partial \tau} + \frac{2}{N_0^*}\int_0^t R_{c(s)}(t,\tau,x) \times$$

$$\times \frac{\delta S\left(t, \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,x)} dx \left[\xi_{c(s)}(t) - S\left(t, \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right) \right];$$

$$\hat{h}_{c(s)}(t,0) = \hat{h}_{c(s)}(t); \tag{18}$$

$$\frac{d\hat{h}_{c(s)}(t)}{dt} == f\left(\hat{h}_{c(s)}(t)\right) +$$

$$+ \frac{2}{N_0^*}\int_0^t R_{c(s)}(t,0,x) \cdot \frac{\delta S\left(t, \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,x)} dx \times \tag{19}$$

$$\times \left[\xi_{c(s)}(t) - S\left(t, \hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right) \right],$$

где
$$f\left(\hat{h}_{c(s)}(t)\right) = -\beta\sqrt{h^2_{c(s)}(t) + 1} \times$$

$$\times \ln\left(\hat{h}_{c(s)}(t) + \sqrt{\hat{h}^2_{c(s)}(t) + 1} \right) \quad -$$

элемент матрицы $F\left(H_{c(s)}(t,\tau),\tau\right)$ в (10).

Элементы матрицы (17) описываются следующими уравнениями:

$$\frac{\partial R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2)}{\partial t} =$$

$$= -\left[\frac{\partial R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2)}{\partial \tau_1} + \frac{\partial R_{c(s)}(t,\tau_1,\tau_2)}{\partial \tau_2}\right] -$$

$$-\frac{2}{N_0^*}\int_0^t\int_0^t R_{c(s)}(t,\tau_1,x)\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,x)}\times$$

$$\times R_{c(s)}(t,y,\tau_2)\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,y)}\mathrm{d}x\mathrm{d}y\,;$$

$$R_{c(s)}(0,\tau_1,\tau_2) = 0\,; \qquad (20)$$

$$\frac{\partial R_{c(s)}(t,\tau_1,0)}{\partial t} =$$

$$-\frac{\partial R_{c(s)}(t,\tau_1,0)}{\partial \tau_1} + \frac{\partial f\left(\hat{h}_{c(s)}(t)\right)}{\partial \hat{h}_{c(s)}(t)}\times$$

$$\times R_{c(s)}(t,\tau_1,x) -$$

$$-\frac{2}{N_0^*}\int_0^t\int_0^t R_{c(s)}(t,\tau_1,x)\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,x)}\times$$

$$\times R_{c(s)}(t,y,0)\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,y)}\mathrm{d}x\mathrm{d}y\,;$$

$$R_{c(s)}(0,\tau_1,0) = 0\,;$$

$$R_{c(s)}(t,\tau_1,0) = R_{c(s)}(t,0,\tau_2)\Big|_{\tau_1=\tau_2}\,; \qquad (21)$$

$$\frac{\partial R_{c(s)}(t,0,0)}{\partial t} =$$

$$= 2\frac{\partial f\left(\hat{h}_{c(s)}(t)\right)}{\partial \hat{h}_{c(s)}(t)}R_{c(s)}(t,0,0) -$$

$$-\frac{2}{N_0^*}\int_0^t\int_0^t R_{c(s)}(t,0,x)\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,x)}\times$$

$$\times R_{c(s)}(t,y,0)\times \qquad ,$$

$$\times\frac{\delta S\left(t,\hat{h}_{c(s)}(t,\tau)\right)}{\delta \hat{h}_{c(s)}(t,y)}dxdy + N\left[\hat{h}_{c(s)}(t)\right];$$

$$R_{c(s)}(0,0,0) = D_{h_{c(s)}}\,, \qquad (22)$$

где $D_{h_{c(s)}}$ – априорная дисперсия СП $h_{c(s)}$;

$$\frac{\partial f(\hat{h}_{c(s)}(t)}{\partial \hat{h}_{c(s)}(t)} =$$

$$= -\beta\left(\frac{\hat{h}_{c(s)}(t)}{\sqrt{\hat{h}_{c(s)}(t)}}\ln(\hat{h}_{c(s)} + \sqrt{\hat{h}^2_{c(s)}(t)+1}) + 1\right);$$

$$N\left[\hat{h}_{c(s)}(t)\right] = b_{0,0}\left(\hat{h}_{c(s)}(t),\hat{h}_{c(s)}(t)\right) \quad -$$

определяется коэффициентом диффузии СП $h_{c(s)}(t)$ согласно (11).

Граничным условием для уравнения (20) является решение уравнения (21), а решение уравнения (22) является граничным условием для (21). Структура квазиоптимального фильтра определяется уравнениями (18) и (19), а его параметры находятся из решения системы уравнений (20) – (22). В общем случае уравнения (18) – (22) решаются совместно.

Заключение

В данной работе показано, что процедура оценки параметров КВ канала связи может рассматриваться как задача фильтрации, решение которой, исходя из ее специфики, возможно на основе методики фильтрации случайных полей.

Синтезированный алгоритм фильтрации квадратурных составляющих ИХ канала является более общим в сравнении с традиционными алгоритмами нелинейной фильтрации, так как позволяет в каждый момент времени получать оценки не отдельных значений, а всей реализации процесса на интервале наблюдения. Применительно к задаче оценки параметров временного канала связи предложенный алгоритм является алгоритмом фильтрации-интерполяции.

Литература

1. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Радио и связь, 1982. – 334 с.
2. Поляков П.Ф. Статическая теория оптимальной и квазиоптимальной обработки сигналов, прошедших многолучевой канал связи, в условиях априорной неопределенности. – М.: ВИНИТИ, 1984. – № 1960. – 35 с.
3. Поляков П.Ф. Прием сигналов в многолучевых каналах. – М.: Радио и связь, 1986. – 248 с.
4. Шелковников М.А. Фильтрация импульсной характеристики коротковолнового канала связи // Научно-методические материалы по статистической радиотехнике. – М.: ВВИА им. Н.Е. Жуковского. – 1995. – С. 18 – 21.
5. Ершов Л.А., Коренной А.В., Шелковников М.А. Марковская модель декаметрового канала связи // Радиотехника. – 1998. – № 3: Журнал в журнале. Радиосистемы. – Вып. 28: Обработка сигналов и полей. – № 1. – С. 57 – 60.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. – М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
7. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983. – 248 с.
8. Ершов Л.А., Коренной А.В. Квазиоптимальные алгоритмы фильтрации взаимозадержанных марковских процессов. // Радиотехника. – 1994. – № 10. – С. 83 – 87.
9. Шмелев А.Б. О нелинейной фильтрации случайных полей // Пространственно-временная обработка сигналов. – Воронеж: ВГУ. – 1980.
10. Tzyafestas S.G. Nonlinear distributed parameter filtering using the Fokker-Plank Equation approach // J. Franklin Inst. – 1976. – V. 301, № 5.
11. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием. – М.: Сов. радио, 1975. – 703 с.

Поступила в редакцию 14.06.2004

Рецензент: д-р техн. наук, проф. Ф.Ф. Колпаков, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ", Харьков.