

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391

СИНТЕЗ И СТРУКТУРИЗАЦИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ПРИНИМАЕМЫХ НА ФОНЕ СТРУКТУРНО-ДЕТЕРМИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

© 2019 г. Ю. И. Савватеев¹, *, О. В. Тихонова¹, В. Е. Мартиросов¹, Г. В. Куликов¹

¹МИРЭА – Российский технологический университет,
Российская Федерация, 119454 Москва, просп. Вернадского, 78

*E-mail: nazarov61608@mail.ru

Поступила в редакцию 12.04.2018 г.

После доработки 01.06.2018 г.

Принята к публикации 11.06.2018 г.

Приведен отличный от общепринятого подход к решению задач пространственно-временной обработки сигналов, принимаемых на фоне структурно-детерминированных помех. Изложение позволяет рассматривать основные операции обработки – компенсацию помехи и демодуляцию сигнала в виде единой технологии взаимосвязанных процедур.

DOI: 10.1134/S0033849419020190

ВВЕДЕНИЕ

В научно-технической литературе проблема помехозащищенности систем передачи информации, ведущих обработку сигналов на фоне шумов и различного вида структурно-детерминированных помех решалась различными методами и с различной степенью полноты [1–12]. В [1–4] она разрабатывалась методами теории статистических решений на основе анализа отношения правдоподобия, с усреднением результата по априорной статистике случайных параметров наблюдения, являющимися случайными величинами. В [5] она ограничено разрабатывалась методами линейной фильтрации в смысле Калмана–Бьюси, в [6–12] – методами теории оптимальной нелинейной фильтрации в смысле Стратоновича [13, 14]. Приведенные в [12] общие алгоритмы многоканального приема дают возможность рассматривать эффективно и с единых позиций многие варианты так называемой пространственно-временной обработки (ПВО).

Обычно [15] под ПВО понимается пространственная обработка (ПО) в некоей адаптивной антенной системе (ААС), оптимальной по какому-либо критерию, минимизирующему влияние помехи (компенсация помехи). Следующее далее устройство временной обработки (ВО) осуществляет какую-либо, по возможности оптимальную обработку сигнала на фоне лишь шума, поскольку считается, что помеха полностью скомпенсирована на этапе ПО. В [12] показано, что полная компенсация помехи возможна далеко не всегда. Поэтому процедуры ПВО надо рассматривать не отдельно, как это следует из общепринятых подходов, а совместно.

Кроме того, учитывая, что варианты обработки [12] приводят в общем случае к крайне сложным и неразделимым структурам ПВО, приведем варианты их структуризации, т.е. разделения на ПО и ВО, а также их редукции, упрощающие ход решения задачи.

1. СИНТЕЗ КВАЗИОПТИМАЛЬНОГО АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ

Пусть на вход многоканального приемного комплекса поступает аддитивная смесь сигнала, помехи и шума

$$y_{\alpha}(t) = s_{\alpha}(t, \Lambda_c, \Theta_c) + p_{\alpha}(t, \Lambda_p, \Theta_p) + n_{0\alpha}(t), \quad (1)$$

где $s_{\alpha}(t, \Lambda_c, \Theta_c)$, $p_{\alpha}(t, \Lambda_p, \Theta_p)$ – сигналы и помехи, являющиеся известными функциями времени ($\alpha = \overline{1, p}$; p – число каналов наблюдения), состав-

ных векторов непрерывных $\Lambda_c(t) = \{\lambda_i(t), i = \overline{1, r_c}\}$,

$\Lambda_p(t) = \{\lambda_j(t), j = \overline{1, r_p}\}$ и дискретных $\Theta_{c,p}(t)$ параметров; $\Theta_{c,p}(t)$ – многопозиционные независимые дискретные функции времени, модулирующие параметры сигнала и помехи, значения которых на разных символьных интервалах образуют модернизированную дискретную однородную цепь

Маркова, с состояниями $\Theta_{c,p} = \{\Theta_{c,pj}, j = \overline{1, M_{c,p}}\}$ [12], смена которых происходит в моменты времени $t_{h_{c,p}} = t_0 + \tau_{c,p} + h_{c,p} T_{c,p}$, $h_{c,p} = 0, 1, 2, \dots$, $\tau_{c,p}$ – время запаздывания; $T_{c,p}$ – длительности символьных интервалов; матрицы переходов $\Theta_{c,p}$ из $i_{c,p}$ -го

состояния в $j_{c,p}$ -е заданы, $t_{h\ c,p} = t_0 + \tau_{c,p} + h_{c,p} T_{c,p}$, $h_{c,p} = 0$,

$$P_{c,p} = \{\pi_{c,pj}; i_{c,p}, j_{c,p} = \overline{1, M_{c,p}}\} \quad (2)$$

при заданных же векторах вероятностей начальных состояний

$$p_{c,p} = \{p_{ic,p}; i = \overline{1, M_{c,p}}\}; \quad (3)$$

$n_{0\alpha}(t)$ – независимые белые гауссовские шумы (БГШ наблюдения) с нулевыми средними значениями и односторонними спектральными плотностями $N_{0\alpha}$.

Составной вектор (здесь вектор должен быть набран полужирным) $\Lambda_t = \{\lambda_{ic,p}(t); i = \overline{1, r}; r = r_c + r_p\}$ непрерывных параметров является многомерным марковским случайным процессом с известными коэффициентами сноса $a_i(t, \Lambda_t)$ и диффузии $b_{ij}(t, \Lambda_t)$ и может быть представлен в виде системы стохастических дифференциальных уравнений (СДУ)

$$\dot{\lambda}_i(t) = a_i(t, \Lambda_t) + \sqrt{b_{ij}(t, \Lambda_t)} n_i(t), \quad (4)$$

где $a_i(t, \Lambda_t)$, $b_{ij}(t, \Lambda_t)$ – непрерывные функции, $n_i(t)$ – БГШ, некоррелированные с $n_{0\alpha}(t)$, с нулевыми средними значениями и единичными спектральными плотностями, формирующие модель $\Lambda(t)$ (формирующие БГШ).

Процедура вычисления смешанной апостериорной плотности вероятности (АПВ) непрерывных параметров при произвольном k -м значении общего вектора дискретных параметров определяется следствием из фундаментальной теоремы Стратоновича, непосредственное использование которого вызывает большие трудности. Применение гауссовской аппроксимации АПВ позволяет получить более простые квазиоптимальные алгоритмы приема, работоспособные для типовых условий приема [11–14].

Далее, будем полагать, что имеет место соотношение

$$\tau_{\Lambda \text{ мин}} \gg T_{c,p}, \quad (5)$$

где $\tau_{\Lambda \text{ мин}}$ – минимальный интервал корреляции непрерывных параметров. Условие (5) означает, что непрерывные параметры мало изменяются на длительности символьных интервалов $T_{c,p}$. Это условие в современных системах передачи информации выполняется всегда, а смешанная апостериорная плотность вероятности допускает первую форму представления и имеет вид [12, 13]

$$W(t, \Lambda_t^*, \Theta_k) = W(t, \Lambda_t^*) P(t, \Theta_k / \Lambda_t^*), \quad (6)$$

где $P(t, \Theta_k / \Lambda_t^*)$ – апостериорная вероятность k -го дискретного состояния наблюдения. С учетом этого, для высоко- и среднескоростных систем

передачи информации в соответствии с критерием максимума АПВ для Λ_t^* – оценок непрерывных параметров Λ_t и критерием идеального наблюдателя для Θ_t^* – оценок дискретного параметра Θ_t , получим следующую систему стохастических дифференциальных уравнений и решающее правило, описывающие алгоритм квазиоптимального приема [12]:

$$\dot{\lambda}_i^*(t) = a_i(t, \Lambda_t^*) + \sum_{\mu=1}^r K_{i\mu} \frac{\partial \langle F(t, \Lambda_t^*, \Theta_t) \rangle}{\partial \lambda_{i\mu}^*};$$

$$\dot{K}_{ij} = \sum_{\mu=1}^r \{a_{j\mu}(t, \Lambda_t^*) K_{i\mu} + a_{i\mu}(t, \Lambda_t^*) K_{j\mu}\} + \quad (7)$$

$$+ b_{ij}(t, \Lambda_t^*) + \sum_{\mu=1}^r \sum_{v=1}^r K_{i\mu} K_{jv} \frac{\partial^2 \langle F(t, \Lambda_t^*, \Theta_t) \rangle}{\partial \lambda_{i\mu}^* \partial \lambda_{jv}^*},$$

$$\Theta_{h+1}^* = \arg \left\{ \max_{k, \Lambda} \left[W(t_{h+1} - \varepsilon, \Lambda_t^*, \Theta_k) \right] \right\}_{\varepsilon \rightarrow 0}. \quad (8)$$

Здесь $K_{ij} = K_{ij}(t)$ – элементы дисперсионной матрицы аппроксимирующего гауссовского распределения АПВ, $W(t_{h+1} - \varepsilon, \Lambda_t^*, \Theta_k)$ – совместная апостериорная плотность вероятности,

$$a_{i\mu}(t, \Lambda_t^*) = \frac{\partial a_i(t, \Lambda_t^*)}{\partial \lambda_{i\mu}^*}, \quad \langle F(t, \Lambda_t^*, \Theta_t) \rangle =$$

$$= \sum_{k=1}^M F(t, \Lambda_t^*, \Theta_k) P(t, \Theta_k / \Lambda_t^*) =$$

$$= \sum_{l=1}^{M_c} \sum_{m=1}^{M_p} F(t, \Lambda_t^*, \Theta_{l,m}) P(t, \Theta_{l,m} / \Lambda_t^*),$$

$$k = \overline{1, M}, \quad M = M_c M_p$$

– глобальный функционал правдоподобия,

$F(t, \Lambda_t^*, \Theta_k) = \sum_{\alpha=1}^p F_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_k)$ – многоканальный функционал правдоподобия,

$F_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_k) = -\frac{1}{N_{0\alpha}} [y_{\alpha}(t) - \Phi_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_k)]^2$ – одно-

канальный функционал правдоподобия, являющийся производной логарифма функционала правдоподобия (если α – фиксирована), введенного В.А. Котельниковым;

$\Phi_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_k) = s_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_l) + p_{\alpha}(t, \Lambda_t^*, \Theta_m)$ – сумма регенерированных сигнала и помехи, полученных из соответствующих эталонов, имеющих в приемнике при Θ_k ($k = lm$), которые относятся в общем случае к l -му состоянию дискретного параметра сигнала Θ_c и m -му состоянию дискретного параметра помехи Θ_p .

Далее, с целью упрощения, будем полагать, что моменты времени $t_{h,c,n}$, а также задержки $\tau_{c,n}$, известны. Если $t_{h,c,n}$ и $\tau_{c,n}$ известны не точно, то это можно учесть, вводя их в составной вектор случайных параметров $\Lambda(t)$.

Эволюция $P(t, \Theta_k / \Lambda_t^*)$ — условной апостериорной вероятности k -го состояния составного дискретного параметра наблюдения (l -го для $\Theta_c(t)$ и m -го для $\Theta_n(t)$) — будет описываться выражением [12, 13]

$$P(t, \Theta_l, \Theta_m / \Lambda_t^*) = \frac{P(t_h + \varepsilon, \Theta_k / \Lambda_{t_h}^*) \exp \left\{ \int_{t_h}^t F(\tau, \Lambda_\tau^*, \Theta_k) d\tau \right\}}{\sum_{l=1}^{M_c} \sum_{m=1}^{M_n} P(t_h + \varepsilon, \Theta_k / \Lambda_{t_h}^*) \exp \left\{ \int_{t_h}^t F(\tau, \Lambda_\tau^*, \Theta_k) d\tau \right\}}, \quad (10)$$

где $P(t, \Theta_l, \Theta_m / \Lambda_t^*) = P(t, \Theta_k / \Lambda_t^*)$, $t \in [t_h, t_{h+1}]$,

$$P(t_h + \varepsilon, \Theta_k / \Lambda_{t_h}^*) = \sum_{l=1}^{M_c} \sum_{m=1}^{M_n} \pi_{jk} P(t_h - \varepsilon, \Theta_j / \Lambda_{t_h}^*),$$

$$j, k = \overline{1, M}, \quad M = M_c M_n.$$

Данное в (8) правило оценки Θ_{h+1}^* и пределы интегрирования в (10) нуждаются в дополнительном рассмотрении, поскольку должны учитывать

обстоятельства взаимного наложения двух дискретных потоков информации $\Theta_c(t)$ и $\Theta_n(t)$.

В современных системах передачи информации предпринимаются специальные меры по обеспечению равновероятности состояний дискретного параметра. Поэтому далее будем считать, что $P(t_h + \varepsilon, \Theta_k / \Lambda_{t_h}^*)_{\varepsilon \rightarrow 0}$ — апостериорная условная вероятность k -го состояния составного дискретного параметра (l -го состояния Θ_c и m -го состояния Θ_n) наблюдения в начале анализируемого символического интервала — равна величине $1/M$; т.е. любые сочетания начальных состояний дискретных параметров сигнала и помехи являются равновероятными.

Система уравнений для оценок непрерывных параметров $\lambda_i^*(t)$ в (7) и выражение для оценок Θ_{h+1}^* (8) определяют структурную схему блоков их оценки. Система уравнений (7) для K_{ij} определяет точность обработки. Далее основное внимание уделим некоторым общим моментам построения блоков оценки.

Подставляя (9) в (7) и (8) получим для оценок непрерывных параметров на h -м символическом интервале с l -м и m -м состояниями дискретных параметров сигнала и, соответственно, помехи, а также и для решающего правила следующие выражения:

$$\hat{\lambda}_i^*(t) = a_i(t, \Lambda_t^*) - \sum_{\alpha=1}^p \frac{1}{N_{0\alpha}} \times \sum_{l=1}^{M_c} \sum_{m=1}^{M_n} \left\{ \sum_{\mu=1}^r K_{i\mu} \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu^*} [y_\alpha(t) - \Phi_\alpha(t, \Lambda_t^*, \Theta_l, \Theta_m)]^2 P(t, \Theta_l, \Theta_m / \Lambda_t^*) \right\}, \quad (11)$$

$$Z_{lm} = \sum_{\alpha=1}^p \int_{t_0}^T \sum_{\mu=1}^r \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu^*} F_\alpha(t, \Lambda_t^*, \Theta_l, \Theta_m) dt \underset{\Theta_l, \Theta_m}{\overset{\Theta_l, \Theta_m}{\geq}} \sum_{\alpha=1}^p \int_{t_0}^T \sum_{\mu=1}^r \frac{\partial}{\partial \lambda_\mu^*} F_\alpha(t, \Lambda_t^*, \Theta_p, \Theta_q) dt = Z_{pq} \quad (12)$$

при несовпадающих индексах $\{l, m\}$ и $\{p, q\}$.

Система стохастических нелинейных дифференциальных уравнений (11) и неравенств (12) и будут определять структуру требуемой квазиоптимальной обработки векторного наблюдения.

2. РЕДУКЦИЯ СТРУКТУРЫ ОБРАБОТКИ

Таким образом, общий квазиоптимальный алгоритм приема дискретных сигналов на фоне подобных помех и шумов (рисунок 1) описывается выражениями (10), (11), (12). В соответствии с ри-

сунком векторное наблюдение $Y(t) = \{y_\alpha(t),$

$\alpha = \overline{1, p}\}$ подается на вход вычитателей 1 и 2, в которых происходит взаимная компенсация (вычитание посредством векторных связей 3 и 4 из $Y(t)$)

оценок векторов помехи $P^*(t) = \{p_\alpha^*(t), \alpha = \overline{1, p}\}$ и сигнала $S^*(t) = \{s_\alpha^*(t), \alpha = \overline{1, p}\}$, вырабатываемых в БОС и БОП. Таким образом, сами БОС и БОП, при высокой точности оценок параметров сигнала и помехи, имеют возможность работать как бы на фоне только флуктуационных шумов. Кроме

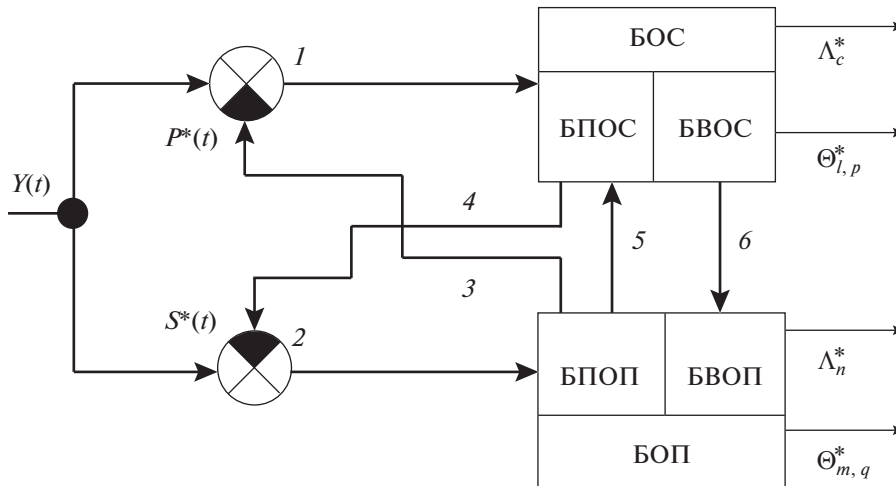


Рис. 1. Общая структурная схема многоканальной обработки: БОС и БОП – блоки обработки сигнала и помехи, а утолщенными стрелками обозначены векторные связи, БПО, БВО – блоки пространственной и временной обработки, БПОП, БВОП – блоки пространственной и временной обработки помехи, БПОС, БВОС – блоки пространственной и временной обработки сигнала.

того, эти блоки охвачены дополнительными связями 5 и 6, которые позволяют формировать управляющие напряжения в их цепях обратной связи, а также достаточные статистики $Z_{l,m}$ и апостериорные вероятности $P(t, \Theta_l, \Theta_m / \Lambda_t^*)$, и осуществлять, таким образом, обратные связи по решению.

Составной вектор непрерывных параметров Λ_t состоит из совокупности собственных параметров сигналов и помех (амплитуды, фазы, частоты, длительность, время появления $\Theta_{c,p}(t)$) и несобственных (разностных), а именно – разностей амплитуд, фаз, задержек в каналах. Собственные параметры определяют аспекты временного поведения сигналов и помех, а разностные (несобственные) – аспекты пространственного их поведения, определяемого как пространственной геометрией трасс распространения, так и неидентичностью амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик каналов приема. Полученные алгоритмы осуществляют в общем случае некую структурно неразделимую на составные части пространственно-временную обработку, крайне сложную в реализации в силу ее многомерности и многосвязности. Упрощение структуризации и редукции может быть получено в случае привлечения дополнительных упрощающих предположений.

Так, используемые в стационарных системах связи каналы передачи обладают весьма большой стабильностью разностных параметров по сравнению с собственными параметрами, что определяет существенное их различие в скоростях изменения во времени. Это создает предпосылки для структурного разделения общей ПВО на медлен-

ную обработку в блоках пространственной обработки (БПО) и на быструю – в блоке временной обработки (БВО), являющегося совокупностью демодуляторов сигнала и помехи. В этом случае система уравнений (7) может быть представлена в следующем виде:

$$\dot{\lambda}_{ip}^*(t) = \varepsilon_i \left\{ a_{ip}(t, \Lambda_t^*) + \sum_{\mu=1}^{r_p} K_{i\mu} \frac{\partial \langle F(t, \Lambda_t^*, \Theta_t) \rangle}{\partial \lambda_{\mu}^*} \right\}, \quad (13)$$

$$\dot{\lambda}_{ic}^*(t) = a_{ic}(t, \Lambda_t^*) + \sum_{\mu=1}^{r_c} K_{i\mu} \frac{\partial \langle F(t, \Lambda_t^*, \Theta_t) \rangle}{\partial \lambda_{\mu}^*}, \quad (14)$$

где $\tilde{\lambda}_{ip}$ – составной вектор разностных параметров сигнала и помехи, $\tilde{\lambda}_{ic}$ – составной вектор собственных параметров сигнала и помехи, ε_i – малые числа, определяемые малой скоростью изменения разностных параметров. Тогда БОП на рисунке будет включать в себя блок пространственной обработки помехи (БПОП), структура которого определяется соотношениями (12) и (13), а также блок временной обработки помехи (БВОП), структура которого определяется соотношениями (12) и (14). Таким же образом и БОС структурируется на два блока – БВОС и БПОС. В совокупности БПОП и БПОС определяют структуру общего блока пространственной обработки, аналогично БВОС и БВОП – общего блока временной обработки.

Из выражения (10) следует также и нетривиальная возможность раздельной демодуляции сигнала и помехи, если учесть особенности функ-

ционала правдоподобия (9) и применить критерий максимума апостериорной вероятности.

Блок пространственной обработки в общем случае реализуется в виде некой антенной решетки, в которой обрабатываются разностные параметры сигнала и помехи. В частном случае, если по какой-либо причине исчезает необходимость обрабатывать разностные параметры сигнала и собственные параметры помехи, блоки БПОС и БВОП исчезают. Тогда общая структурная схема обработки приобретает всем известную конфигурацию в составе взаимосвязанных адаптивной антенной решетки (ААР), или адаптивного компенсатора помех (АКП), а также и демодулятора сигнала, т.е. БПОП и БВОС.

Помимо приведенного здесь структурного разделения, сами блоки БОС и БОП могут быть существенно упрощены в случаях различий в мощностях сигналов и помех. В [12] достаточно подробно описаны такие варианты решения, создающие необходимое структурное многообразие вариантов обработки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенные здесь квазиоптимальные алгоритмы многоканального приема дискретных сигналов на фоне структурно-детерминированной помехи создают необходимое аналитическое основание для построения оптимальных адаптивных систем совместной или раздельной пространственно-временной обработки (задачи обнаружения, оценки параметров, фильтрации, различения, разрешения сигналов и помех). В общем случае приведенные алгоритмы реализуются как разновидности нелинейных сетей синхронизации [17], а в более простых случаях из них следуют структуры различных модификаций ААР, АКП, демодуляторов, работающих как совместно, так и раздельно [12]. Учет медленности изменения разностных параметров сигналов и помех позволяет представить искомые алгоритмы обработки в виде соотношений (13) и (14), характерном для применения к их исследованию многообразных вариантов методов усреднения [16].

Предложенный в статье подход дает возможность с единых позиций статистической теории связи исследовать основные процедуры ПВО, а именно компенсацию помехи и демодуляцию

сигнала как единую технологию взаимосвязанных процедур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сикарев А.А. // Проблемы передачи информации. 1970. Т. 6. № 2. С. 109.
2. Котоусов А.С. // Проблемы передачи информации. 1981. Т. 17. № 3. С. 44.
3. Сикарев А.А., Фалько А.И. Оптимальный прием дискретных сообщений. М: Связь, 1978.
4. Долматов А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П. и др. Обработка сигналов в радиотехнических системах: учебное пособие / Под ред. Лукошкина А.П. Л.: Изд-во ЛГУ, 1987.
5. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризационно – временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984.
6. Бурдзейко Б.П., Шахильдян В.В. // Методы помехоустойчивого приема ЧМ и ФМ сигналов / Под ред. Виницкого А.С., Зюко А.Г. М: Сов. радио, 1976. С. 149.
7. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Сов. радио, 1978.
8. Григорьев Р.Ф., Назаров О.В., Савватеев Ю.И. // РЭ. 1998. Т. 43. № 10. С. 1198.
9. Савватеев Ю.И., Назаров Б.Е., Бывшев М.Е. // Радиотехника. 2007. № 4. С. 95.
10. Савватеев Ю.И., Назаров Б.Е., Скворцов Ю.В. // Радиотехника. 2008. № 4. С. 80.
11. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014.
12. Помехозащищенность приема дискретных сигналов / Под ред. Савватеева Ю.И., Назарова О.В. М.: Радиотехника, 2015.
13. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь, 1991.
14. Шахтарин Б.И. //РЭ. 2006. Т. 51. № 11. С. 1324.
15. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Под ред. Ширмана Я.Д. М.: Радиотехника, 2007.
16. Митропольский Ю.А. Метод усреднения в нелинейной механике. Киев: Наук. думка, 1971.
17. Афраймович В.С., Некоркин В.И., Осипов Г.В., Шалфеев В.Д. Устойчивость структуры и хаос в нелинейных сетях синхронизации. Горький: ИПФ АН СССР, 1989.