

Помехоустойчивость алгоритмов обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех в когерентно-импульсных РЛС УВД

В.В. Родионов, А.Ю. Светлов

ОАО «Челябинский радиозавод «Полет»

454080, г. Челябинск, ул. Тернопольская, 6 rodioniv_vv74@mail.ru

Филиал ФГБОУ ВПО «ЮУрГУ» (НИУ) в г. Кыштыме

456870, Челябинская область, г. Кыштым, ул. Республики, 10, aysv@mail.ru

Предложен метод сжатия сигналов, обеспечивающий малый уровень боковых лепестков и малые потери в отношении сигнал/шум, а также адаптивный алгоритм обнаружения движущихся радиолокационных целей на фоне пассивных помех, основанный на разложении корреляционной матрицы помехи в ряд по собственным векторам. Приведены характеристики помехоустойчивости различных вариантов реализации адаптивного алгоритма.

A method of compression of signals, providing a low level of side lobes and low losses in the signal / noise ratio, as well as an adaptive algorithm to detect moving targets on the radar background clutter, based on the decomposition of the correlation matrix interference in a series of eigenvectors. The characteristics of the noise immunity of various embodiments of the adaptive algorithm.

Введение

Обзорные аэродромные РЛС управления воздушным движением (УВД) должны обнаруживать сигналы, отраженные от движущихся целей, на дальностях от 1 до 150 км. Обнаружению целей мешают пассивные помехи от метеообразований и интенсивные отражения от местных предметов на дальностях до 20-40 км.

Синтез оптимальных алгоритмов обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех хорошо описан в литературе. Согласно методам синтеза, первым этапом обработки принимаемых сигналов является их сжатие, которое можно осуществить согласованным фильтром (фильтром сжатия). На втором этапе в когерентно-импульсных РЛС сжатые импульсы поступают на блок межпериодной обработки, где осуществляется выделение движущихся целей от пассивных помех.

При выборе зондирующего сигнала учитывают, что для обеспечения высокой вероятности правильного обнаружения целей с малой эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) на большой дальности при ограниченной пиковой мощности передатчика необходимо излучать сложные сигналы большой длительности. С другой стороны, для обнаружения целей на малой дальности длительность зондирующих импульсов должна быть малой. При этом необходимо обеспечить однозначное измерение дальности, что накладывает определенные ограничения на структуру зондирующих сигналов РЛС. Эта структура должна быть такова, чтобы обеспечить работу РЛС в двух диапазонах дальностей. Одним из методов решения данной проблемы является последовательное излучение длинных и коротких импульсов и раздельная их обработка.

Сжатие принимаемых сигналов

При сжатии сложных сигналов, помимо основного максимума сжатого сигнала появляются локальные дополнительные максимумы, которые носят название боковых лепестков сжатого сигнала. Наличие боковых лепестков уменьшает помехоустойчивость РЛС, так как увеличивается количество ложных отметок в области боковых лепестков, а также происходит маскировка слабых сигналов находящихся в области боковых лепестков сильного сигнала.

Встает задача выбора такого зондирующего сигнала и метода его обработки, при котором будут гарантированы заданный малый уровень боковых лепестков сжатого сигнала, а также малые потери в отношении сигнал/шум за счет несогласованной обработки.

Эта задача была решена в [1], а на метод сжатия получен патент Российской Федерации [2]. Метод реализован в серийно выпускаемых ОАО «Челябинский радиозавод «Полет» аэродромных радиолокаторах АОРЛ-1А.

Суть метода заключается в аналого-цифровом преобразовании входного сигнала и цифровой фильтрации сжимающим фильтром. Сам зондирующий сигнал имеет нелинейную частотную модуляцию, вид которой выбирается из решения оптимизационной задачи, обеспечивающей минимальные потери в отношении

сигнал/шум за счет несогласованной обработки: $\min_{|S(f)|^2=1} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)| df$, где $H(f) = \frac{N(f)}{S(f)}$ - коэффициент передачи сжимающего фильтра; $N(f)$ - частотная функция окна, обеспечивающая минимальный уровень боковых лепестков; $S(f)$ - спектр зондирующего сигнала.

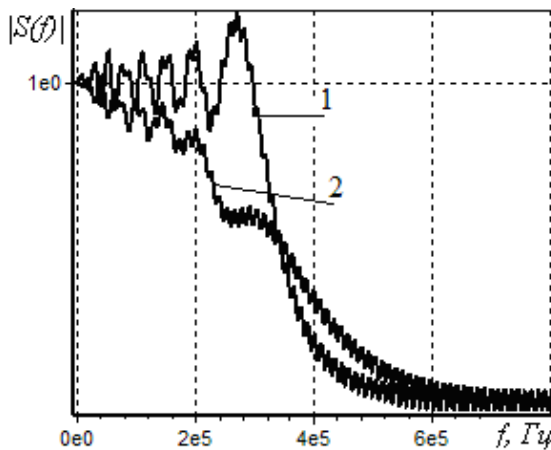


Рис. 1.

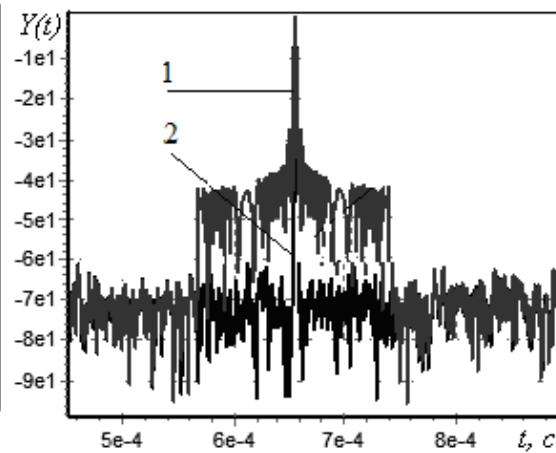


Рис. 2.

На рис. 1. приведены амплитудные спектры $|S(f)|$ сигналов с линейной частотной модуляцией (1) и сигнала с малыми потерями на сжатие, реализованного в РЛС АОРЛ-1АС (2). На рис. 2. приведены результаты сжатия сигнала $Y(t)$ с малыми потерями на сжатие оптимальным сжимающим фильтром (2) и ЛЧМ сигнала согласованным фильтром (1). Потери на сжатие за счет несогласованной обработки составляют 0.06 дБ.

Ширина отклика на выходе сжимающего фильтра совпадает с шириной отклика на выходе согласованного фильтра. Это говорит о том, что при таком сжатии нет ухудшения разрешающей способности по дальности.

Межпериодная обработка

В когерентных РЛС отраженный от цели сигнал во многих случаях может быть представлен медленно флуктуирующим гауссовским процессом (модель квазидетерминированного сигнала).

При синтезе алгоритма обнаружения в рамках этой модели предполагается известной доплеровская частота отраженного сигнала. При этом алгоритм, синтезированный при полной априорной информации, как о сигналах, так и о помехах, будет оптимальным, а его характеристики обнаружения являются предельно достижимыми.

Однако в реальных условиях неизвестна корреляционная функция пассивной помехи, от которой зависит алгоритм обнаружения.

В том случае, когда речь идет об обнаружении точечной цели на фоне помехи от местных предметов, имеется принципиальная возможность оценить неизвестную корреляционную функцию помехи и реализовать адаптивный алгоритм обнаружения.

Этот алгоритм можно построить, заменяя неизвестные параметры помехи в алгоритме, синтезированном для условий полной априорной определенности, на их оценки, сформированные по классифицированной обучающей выборке.

Структура же исходного (неадаптивного) алгоритма и его характеристики помехоустойчивости во многом зависят от выбранной модели отраженного сигнала и корреляционной функции помехи.

Ниже рассматривается вариант адаптивного обнаружителя, учитывающего специфику пассивных помех импульсных РЛС УВД (высокую межпериодную корреляцию).

Пусть на входе устройства цифровой межпериодной обработки наблюдается:

$$X = \begin{cases} \xi \cdot S + Y, & : H_1 \\ Y, & : H_0 \end{cases},$$

где ξ - комплексная гауссовская случайная величина с нулевым математическим ожиданием и дисперсией $D[\xi] = E_s$;

Y - гауссовский вектор $Y = \{y_i, i = \overline{0, N-1}\}$ пассивной помехи и внутримного шума с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей K_n ;

N - число обрабатываемых импульсов пачки;

S - вектор сигнала, отраженного от движущейся цели:

$$S = \left\{ s_i = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi \cdot f_d \cdot t_i}, i = \overline{0, N-1} \right\};$$

f_d - доплеровская частота цели;

t_i - моменты появления импульсов пачки.

Алгоритм оптимального обнаружения цели имеет вид:

$$z = |S_0^H \cdot K_n^{-1} \cdot X|^2 \gg c, \quad (1)$$

где $S_0 = \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j2\pi \cdot f_d \cdot t_i}, i = \overline{0, N-1} \right\}$ - вектор опорного сигнала.

S_0^H - эрмитово транспонированный вектор, c - порог обнаружения.

Заметим, что непосредственно реализовать этот алгоритм нельзя, так как неизвестна доплеровская частота цели, и поэтому невозможно сформировать вектор S_0 , а также неизвестна корреляционная матрица пассивной помехи K_n .

Для устранения первого недостатка можно применить многоканальную обработку по доплеровской частоте или применить алгоритм, предложенный в [3, 4], не требующий знания доплеровской частоты отраженного от цели сигнала.

Для устранения второго недостатка необходимо каким-либо образом оценивать неизвестную обратную корреляционную матрицу помехи.

Представим алгоритм (1) в эквивалентном виде: $z = |S_0^H \cdot \Psi^H \cdot D^{-1} \cdot \Psi \cdot X|^2 \gg c$.

Здесь применено разложение корреляционной матрицы помехи по собственным векторам (Ψ - матрица, столбцы которой есть собственные вектора корреляционной

матрицы помехи). D – диагональная матрица собственных значений: $diag(D) = [\mu_0, \mu_1, \dots, \mu_{N-1}]$.

При практической реализации адаптивного алгоритма обнаружения нужно задать класс помех, для которых осуществляется адаптация.

Исследования показали, что для РЛС дециметрового диапазона во многих случаях коэффициент межпериодной корреляции пассивных помех близок к единице ($\approx 0.97..0.99$).

При такой высокой корреляции и малой длине пачки вид собственных векторов корреляционной матрицы мало зависит от тонкой структуры этой корреляционной матрицы и может быть определен заранее.

Поэтому можно определить класс помех, который допускает следующее представление корреляционной матрицы флуктуаций: $R_{ij} = \sum_{k=0}^{N-1} \mu_k \psi_{k,i} \psi_{k,j}^*$.

Здесь система ортонормированных векторов $\vec{\psi}_k$ выбрана заранее, а параметры μ_k оцениваются по обучающей выборке помехи $(\bar{y}_1, \bar{y}_2, \dots, \bar{y}_n)$.

Так как: $\mu_k = M \left[\frac{\left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i \psi_{k,i} \right|^2}{H_0} \right] = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} R_{i,j} \psi_{k,i} \psi_{k,j}^*$, то нетрудно видеть, что

оценками максимального правдоподобия величин $\hat{\mu}_k$ являются:

$$\hat{\mu}_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left| \sum_{j=0}^{N-1} y_{j,i} \psi_{k,j}^* \right|^2. \quad (2)$$

Здесь: $x_i, y_{i,j}$ – комплексные величины: отсчеты входного процесса на выходе фильтра сжатия.

Заметим, что вычислительная сложность алгоритма не зависит от объема обучающей выборки, так как соответствующие максимально правдоподобные оценки могут быть вычислены рекуррентно.

Так как система ортонормированных векторов $\vec{\psi}_k$ выбрана заранее, а помехи в процессе работы могут варьироваться, то для расчета эффективности обнаружения для различных корреляционных функций помехи рассчитываются параметры μ_k по формуле (2).

Если положить $\Psi = \left\{ \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{i \cdot j}{N}}, i = \overline{0, N-1}, j = \overline{0, N-1} \right\}$, $D = I$ (единичная

матрица), то получим традиционный алгоритм обнаружения в k -ом канале импульсно-доплеровской РЛС:

$$z_k = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{i \cdot k}{N}} \right|^2 \gg c_k. \quad (3)$$

При наличии помех от местных предметов для уменьшения просачивания по боковым лепесткам доплеровских фильтров применяют весовую (оконную) обработку входной последовательности. При этом происходит расширение полосы доплеровских фильтров и потери в отношении сигнал/шум.

Таким образом, можно рассмотреть три варианта построения алгоритма обнаружения.

1. Алгоритм, предложенный в [3], не требующий знания доплеровской частоты отраженного от цели сигнала.

2. Многоканальный по доплеровской частоте алгоритм, оптимальный в условиях пассивных помех.

3. Многоканальный по доплеровской частоте алгоритм, применяемый в импульсно-доплеровских РЛС.

В первом случае алгоритм обнаружения имеет вид:

$$z = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{\lambda_{k,i}} \left| \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot x_{j+i \cdot n} \right|^2 \gg c. \quad (4)$$

Здесь: $N = m \cdot n$ - число обрабатываемых импульсов пачки; n - число импульсов, обрабатываемых когерентно по алгоритму, описанному в [3]; m - число некогерентно суммируемых результатов когерентной обработки; $\lambda_{k,i}$ - оценка собственных значений корреляционной матрицы межимпульсных флуктуаций помехи y_j , $j = i \cdot n, j \cdot n + n - 1$; $\psi_{k,j,i}$ - собственные вектора корреляционной матрицы помехи, выбранные при синтезе алгоритма; $x_{j+i \cdot n}$ - отсчеты входного сигнала.

Заметим, что здесь входной сигнал длины N разбит на m блоков длины n : $x_0, x_1, \dots, x_{n-1}, x_n, x_{n+1}, \dots, x_{2n-1}, \dots, x_{N-n}, x_{N-n+1}, \dots, x_{N-1}$.

Внутри каждого блока вычисляется корреляционная матрица помехи, выбранная при синтезе алгоритма, и по ней собственные вектора $\{\psi_{k,j,i}\}$. Собственные значения $\lambda_{k,i}$ для различных корреляционных матриц помех вычисляются по выражению (2).

Необходимость разбиения длинной пачки на ряд коротких может быть связана с ограниченными вычислительными ресурсами при конкретной реализации алгоритма.

Во втором случае алгоритм обнаружения имеет вид:

$$z(f_0) = \sum_{i=0}^{m-1} \left| \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{\lambda_{k,i}} g_{k,i}(f_0) \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot x_{j+i \cdot n} \right|^2 \gg c, \quad (5)$$

где $g_{k,i}(f_0) = \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot e^{-j2\pi \cdot f_0 t_j}$,

f_0 - опорная частота доплеровского канала обнаружения.

В третьем случае алгоритм обнаружения в k -м доплеровском канале с учетом весовой обработки имеет вид:

$$z_k = \left| \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot b_i \cdot e^{-j2\pi \frac{i \cdot k}{N}} \right|^2 \gg c_k. \quad (6)$$

В качестве весового окна обычно применяют окно Наттолла, которое обеспечивает уровень боковых лепестков -98дБ.

Заметим, что во всех трех алгоритмах предпороговая статистика z представляет собой сумму квадратов гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием.

Известно [5], что характеристическая функция суммы квадратов модулей комплексных гауссовских случайных величин с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей \mathbf{B} равна: $\Theta_Y(j\omega) = \prod_{i=0}^{N-1} (1 - j2\omega \chi_i)^{-1}$, где χ_i — собственные значения корреляционной матрицы \mathbf{B} .

С помощью обратного преобразования Фурье по известной характеристической функции можно найти плотность распределения случайной величины Y по обеим

гипотезам и вычислить вероятности правильного обнаружения цели P_D и ложной тревоги P_F .

Для алгоритма обнаружения (4) гауссовские случайные величины, входящие в квадратичную форму, имеют вид:

$$\xi_{i-n+k} = \frac{1}{\sqrt{\lambda_{k,i}}} \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot x_{j+i-n}, \text{ и элементы корреляционной матрицы } \mathbf{B} \text{ равны:}$$

$$b_{i-n+k, q-n+r} = \frac{1}{\sqrt{\lambda_{k,i} \lambda_{r,q}}} \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{h=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot \psi_{r,h,q} K_{i-n+j, q-n+h}.$$

Для алгоритма обнаружения (5) элементы корреляционной матрицы \mathbf{B} равны:

$$b_{i-n+k, q-n+r} = \frac{1}{\lambda_{k,i} \lambda_{r,q}} g_{k,i}(f_0) g_{r,q}^* \sum_{j=0}^{n-1} \sum_{h=0}^{n-1} \psi_{k,j,i} \cdot \psi_{r,h,q} K_{i-n+j, q-n+h}.$$

Для алгоритма обнаружения (6) вероятности правильного и ложного обнаружения легко вычисляются, так как случайная величина z_k распределена по

экспоненциальному закону: $p_\xi(x) = \frac{1}{2\mu} e^{-\frac{x}{2\mu}}$ с параметром $\mu = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} b_i b_j e^{-j2\pi \frac{(i-j)k}{N}} K_{i,j}$.

В этих выражениях $K_{i,j}$ - элементы корреляционной матрицы вектора наблюдений $X = \{x_0, x_1, \dots, x_{N-1}\}$.

Для дальнейших расчетов на примере РЛС УВД АОРЛ-1АС, учтем, что от цели поступает не более 16 импульсов. Расчеты характеристик обнаружения проведены при следующих параметрах:

- Вероятность ложной тревоги $P_F = 10^{-3}$;
- Отношение сигнал/шум 10 дБ;
- Отношение помеха/сигнал 30 дБ;
- Ширина спектра межимпульсных флуктуаций пассивной помехи 1 Гц;
- Период повторения импульсов 2189 мкс;
- Число обрабатываемых импульсов 16.

Вычислялась вероятность правильного обнаружения как функция от доплеровской частоты f_d (f_d однозначно связана с радиальной скоростью цели V) принимаемого сигнала. На рис. 3 приведены сравнительные характеристики обнаружения оптимального многоканального по доплеровской частоте алгоритма и алгоритма (4) при $m=1$ и $n=16$. У многоканального алгоритма приведены характеристики только первых 8 каналов.

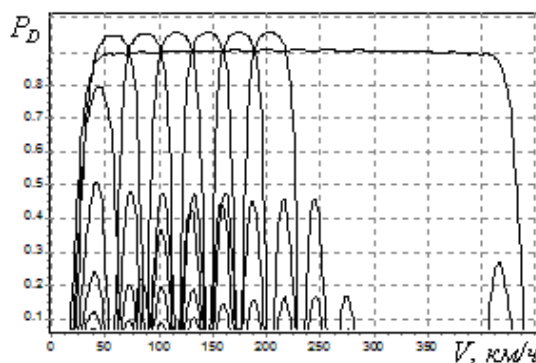


Рис. 3.

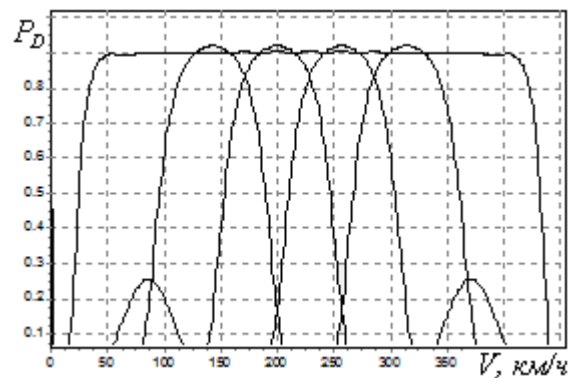


Рис.4.

Из рис. 3. видно, что алгоритм (4) по характеристикам обнаружения незначительно уступает оптимальному алгоритму, но является одноканальным, что существенно упрощает реализацию там, где не требуется измерение доплеровской частоты цели.

На рис. 4. приведены сравнительные характеристики обнаружения алгоритма (6) и алгоритма (4). Из рисунка видно, что импульсно-доплеровский алгоритм с весовой обработкой уступает по помехоустойчивости алгоритму (4), особенно в области нулевых доплеровских частот. Доплеровские каналы здесь оказываются забитыми мощной помехой от местных предметов.

На рис. 5 приведены характеристики помехоустойчивости алгоритмов (4) и (5) при $m=4, n=4$, а на рис. 6 алгоритмов (4) и (6) при $m=4, n=4$.

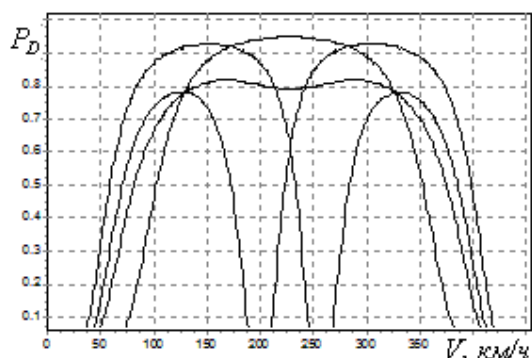


Рис. 5.

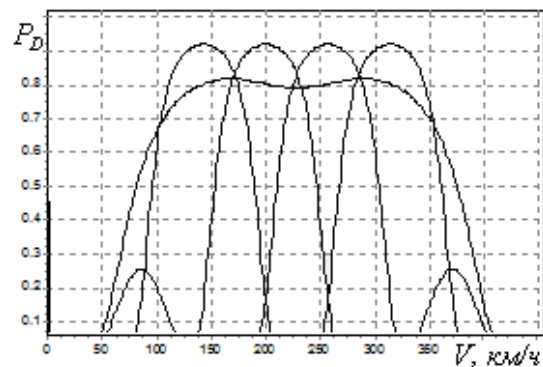


Рис. 6.

Из рисунков видно, что оптимальный алгоритм даже при малом числе доплеровских каналов более помехоустойчив, чем алгоритм (4).

Выводы

Наилучшие результаты в помехоустойчивости достигаются, если в качестве доплеровских фильтров использовать собственные вектора корреляционной матрицы межимпульсных флуктуаций отраженного от местных предметов сигнала.

При разбиении обрабатываемой пачки на ряд коротких пачек нужно использовать многоканальный, оптимальный в пассивной помехе алгоритм.

В РЛС УВД использовать алгоритм, применяемый в импульсно-доплеровских РЛС проблематично, так как отражения от местных предметов на расстояниях до 40км будут забивать нулевые доплеровские каналы, что не позволит обнаруживать цели,двигающиеся по кругу в районе аэропорта, а при неоднозначном измерении дальности (при высокой или средней частоте повторения импульсов) эта ситуация будет распространяться и на другие дальности.

Литература

1. Родионов В.В., Рукавишников В.М., Филонов Ю.В. Методы формирования и обработки радиолокационных сигналов с малой базой и низким уровнем боковых лепестков функции неопределенности по дальности //Труды VII международной научно-технической конференции «Радиолокация, радионавигация, связь», т.3, Воронеж, 2001, с.1460-1467.
2. Родионов В.В., Рукавишников В.М., Филонов Ю.В. и др. Способ обработки радиолокационного сигнала. (Патент на изобретение) №2212683, Москва, 20 сентября 2003.

3. Родионов В.В. Адаптивный алгоритм обнаружения точечных целей на фоне протяженных по дальности помех // Прикладная радиоэлектроника. 2002. Т.1. №2. С. 205–209.
4. Родионов В.В., Светлов А.Ю. Алгоритмы адаптивного обнаружения движущихся радиолокационных целей на фоне пассивных помех. Радиотехника, 2007, №10, с.24-30.
5. Проскурин В.И. Квадратичные фильтры для обнаружения неизвестного сигнала на фоне коррелированной помехи. – Радиотехника и электроника. – 1992. - №7. – с. 1227-1235.