УДК 621.391

Кошевой В.М., Шершнёва А.А.
ОНМА

ФОРМИРОВАНИЕ НУЛЕВЫХ УРОВНЕЙ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ ЛИНЕЙНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С МИНИМАЛЬНЫМ КОЛИЧЕСТВОМ УПРАВЛЯЕМЫХ ВЕСОВЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

Современные судовые радиолокаторы являются мощным техническим средством судовождения и играют важную роль в обеспечении безопасности мореплавания. Однако они не свободны от целого ряда недостатков. Одним из таких недостатков является недостаточно низкий уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны судового радиолокатора. Это приводит к невозможности раздельного наблюдения сигналов от большого судна (имеющего большую эффективную отражающую поверхность (ЭПР)) и малого судна, имеющего малую ЭПР, находящимися на одной дальности и близкими значениями азимутальных углов. Решение указанной проблемы может быть получено в рамках формирования диаграммы направленности антенны судового радиолокатора с использованием линейной антенной решетки с управляемыми элементами. Оптимальные методы формирования таких диаграмм известны и связаны с необходимостью перестройки всех элементов решетки по достаточно сложным алгоритмам [5]. В тоже время достичь необходимый уровень подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенны можно более простыми методами с использованием решеток с ограниченным числом перестраиваемых весовых коэффициентов пространственного фильтра (элементов линейной антенной решетки), например, когда таких перестраиваемых элементов только два.

Метод построения системы обработки в этом случае заключается в том, что все весовые коэффициенты пространственного фильтра приемной линейной антенной решетки, кроме двух (первого и последнего: W_1, W_N), фиксируются (выбираются из условия обеспечения заданного значения среднего уровня боковых лепестков диаграммы направленности) (W_2; W_3; ... ;W_{N-2}). Значение двух регулируемых весовых коэффициентов выбираются исходя из условия обеспечения нулевых значений диаграммы направленности в двух точках (θ_1, θ_2).Выражение, описывающее диаграмму направленности линейной антенной решетки $G(\theta)$, в этом случае может быть представлено в следующем виде:

$$G(\theta)=\sum_{i=1}^{N}W_i*\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}=G_{N-2}(\theta)-\gamma_1(\theta)*G_{N-2}(\theta_1)-\gamma_2(\theta)*G_{N\text{-}2}(\theta_2),\ (1)$$

где $G_{N\text{-}2}(\theta)$ – парциальная диаграмма,

$$G_{N-2}(\theta)=\sum_{i=2}^{N-1}W_i*\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}\ ; \qquad (2)$$

$$\gamma_1(\theta)=\frac{\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2}-\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}}{\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2}-\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1}};\ \gamma_2(\theta)=\frac{\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}-\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1}}{\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2}-\mathrm{e}^{j2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1}};\ (3)$$

φ – фаза сигнала,

$$\varphi=2\pi\frac{d\sin\theta}{\lambda};$$

λ – длина волны; d – расстояние между элементами антенны; θ – угол между нормалью к антенне и направлением прихода сигнала.

(N–2) фиксированных весовых коэффициентов выбираются исходя из условия соответствующего обеспечения среднего уровня боковых лепестков парциальной диаграммы направленности линейной антенной решетки (2) с возможным расширением главного пика диаграммы направленности антенной решетки (1).

Таким образом, общее количество коэффициентов, описывающих диаграмму направленности, равно N.

Выражение для расчета фиксированных весовых коэффициентов имеет вид [4]:

$$W_f=D^{-1}\cdot 1 \qquad (4)$$

где D^{-1} – обратная матрица; 1 – единичный вектор-столбец.

Матрица D формируется следующим образом:

$$D=\sum_{L_1}^{L_2}1\cdot Q_l\cdot 1^t\cdot Q_l^*\ , \qquad (5)$$

где Q_l – диагональная матрица,

$$Q_l=\begin{bmatrix} e^{j2l2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\Delta\theta_f} & 0 & 0\ldots\ldots & 0 \\ 0 & e^{j3l2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\Delta\theta_f} & 0 & \ldots\ldots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \ldots\ldots & e^{j(N-1)l2\pi\frac{d}{\lambda}\sin\Delta\theta_f} \end{bmatrix};$$

$\Delta\theta_f$ – интервал, между подавляемыми точками парциальной диаграммы $G_{N-2}(\theta)$; 1^t – транспонированная матрица; L_1, L_2 – верхняя и нижняя границы подавляемых точек.

Выбирая в (5) шаг $\Delta\theta_f$, и значения L_1 и L_2 можно получать различные значения среднего уровня боковых лепестков $G_{N-2}(\theta)$, но при различной степени расширения главного лепестка.

Так, при

$$\Delta\theta_f = \arcsin\left[\frac{1}{2(d/\lambda)(N-2)}\right]$$

(всюду отношение $d/\lambda = 0{,}5$), $L_1 = 0$ и $L_2 = N-2$ из (4), (5) получаем случай, где все $W_i = 1$ (i=2÷N–2).

Этот случай описывает синфазную антенную решетку $G_{N-2}(\theta)$ (равномерная коррекция), которая соответствует условию отсутствия расширения главного пика (рис. 1, *а*). Такой подход был рассмотрен в [1] и [2].

При

$$\Delta\theta_f = \arcsin\left[\frac{1}{4(d/\lambda)(N-2)}\right], \text{ и } L_1 = 3,\ L_2 = 2N-3,$$

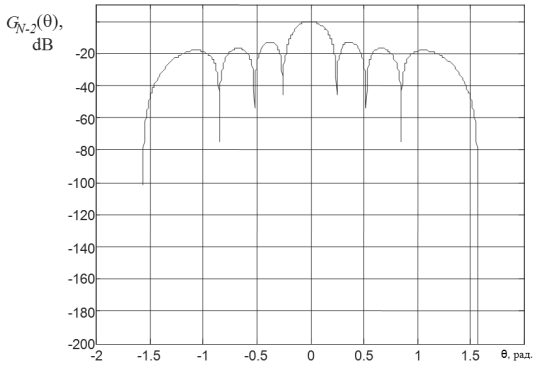
Получим неодинаковые значения весовых коэффициентов (неравномерная коррекция), которые обеспечивают компромисс между средним уровнем подавления боковых лепестков (более –30 дБ) и относительно небольшое расширение главного пика (порядка 10 %) (рис. 1, *б*).

Из приведенных графиков видно, что средний уровень подавления с различными значениями W_i меньше, чем в случае, когда $W_2 = W_3 = \ldots = W_{N-2}$.

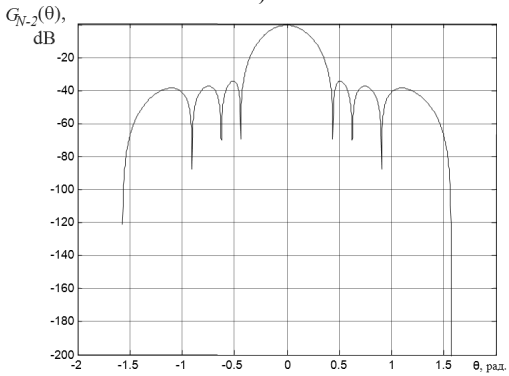
Выражение для перестраиваемых весовых коэффициентов имеет вид:

$$W_1 = \frac{G_{N-2}(\theta_2)*e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1} - G_{N-2}(\theta_1)*e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2}}{e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2} - e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1}}; \quad (6)$$

$$W_N = \frac{G_{N-2}(\theta_1) - G_{N-2}(\theta_2)}{e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2} - e^{j\ 2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1}}. \quad (7)$$



а)



б)

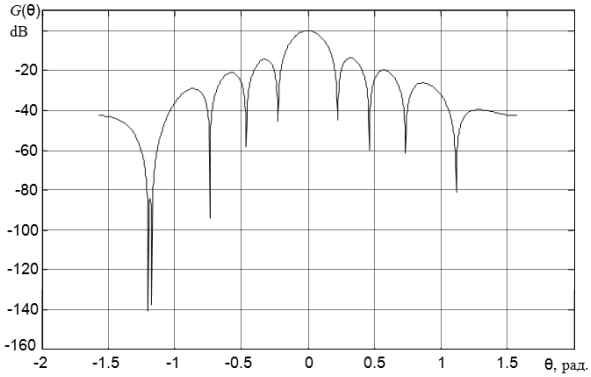
Рис. 1. Парциальная диаграмма направленности антенной решетки: *а* – при одинаковых значениях весовых коэффициентов; *б* – при разных значениях весовых коэффициентов

На рис. 2, *а* – *в* рассмотрены расчеты по соотношениям (1), (2), (3) для случая синфазной обработки в парциальной антенне (все значения $W_2 = W_3 = ... = W_{N-2} = 1$). В этом случае:

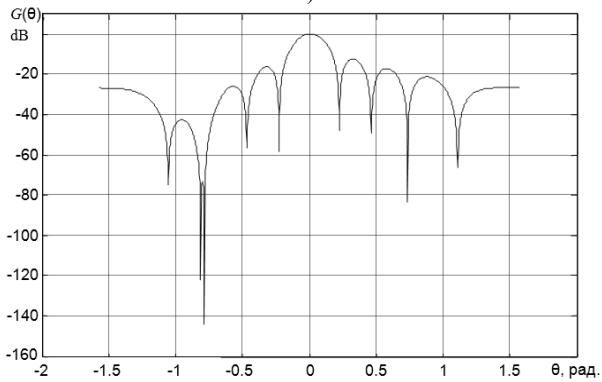
$$\Delta\theta_f = \arcsin\left[\frac{1}{2(d/\lambda)(N-2)}\right],\ L_1 = 0 \text{ и } L_2 = (N-2).$$

Потери в коэффициенте направленного действия по отношению к полностью синфазной антенной решетке

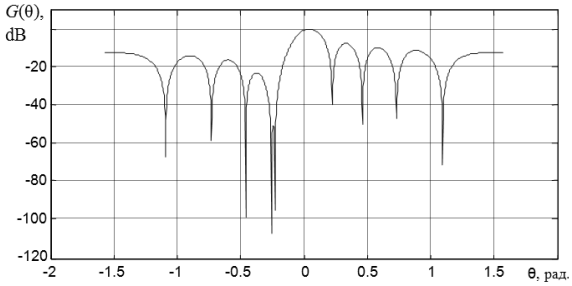
$$\rho = \frac{|G(0)|^2}{N * \sum_{n=1}^{N} |W_n|^2}. \qquad (8)$$



а)



б)



в)

Рис. 2. Диаграмма направленности антенны (при равномерной коррекции парциальной диаграммы): *а* – $\theta_1 = -1{,}2001$, $\theta_2 = -1{,}1718$, $\rho = -0{,}2238$, dB ;

б – $\theta_1 = -0{,}8137$, $\theta_2 = -0{,}7854$, $\rho = -0{,}2784$, dB ;

в – $\theta_1 = -0{,}2576$, $\theta_2 = -0{,}2293$, $\rho = -1{,}4107$, dB

Такого же типа выражения, как (6), (7) были получены при временной обработке сигналов, в случае частотной селекции [1], [6] и для задач время-частотной селекции сигналов [7].

Как видно из графиков, подавление в заданных точках достаточно велико, и уровень боковых лепестков между подавляемыми точками также достаточно малый (порядка –80 дБ). Потери в коэффициенте направленного действия (8) увеличиваются по мере приближения к главному пику, и в рассматриваемом случае не превышают значения –1,4 дБ.

Для сравнения, на рис. 3, *а* – *в* были рассмотрены случаи, когда расстояние между подавляемыми точками увеличивалось в два раза. Уровень боковых лепестков между подавляемыми точками увеличился, но не превышает –40 ... –60 дБ.

Теперь рассмотрим случай, когда:

$$\Delta\theta_f = \arcsin\left[\frac{1}{4(d/\lambda)(N-2)}\right],\ L_1 = 3 \text{ и } L_2 = (2N-3).$$

Это соответствует случаю неодинаковых весовых коэффициентов, получаемых с помощью соотношений (4), (5), которые обеспечивают компромисс между величиной уровня подавления боковых лепестков (порядка –30 дБ) и сравнительно не большим расширением главного пика (порядка 10 %) (рис. 4, *а* – *в*).

При тех же точках подавления θ_1 и θ_2 получен меньший средний уровень боковых лепестков вне зоны подавления за счет некоторого расширения главного пика.

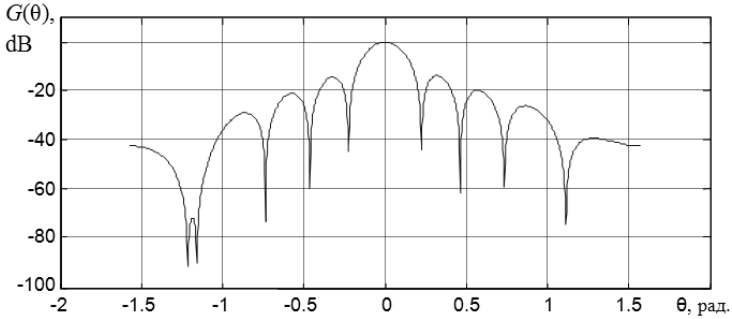
Необходимо отметить, что если вместо диаграммы направленности, описываемой выражением (1), использовать выражение для диаграммы направленности симметричной формы с действительными коэффициентами (11), (12), представленное в следующем виде:

$$G^{(1)}(\theta) = G^{(1)}{}_{N-2}(\theta) - \gamma_1{}^{(1)}(\theta) * G^{(1)}{}_{N-2}(\theta) - \gamma_2{}^{(1)}(\theta) * G^{(1)}{}_{N-2}(\theta),$$

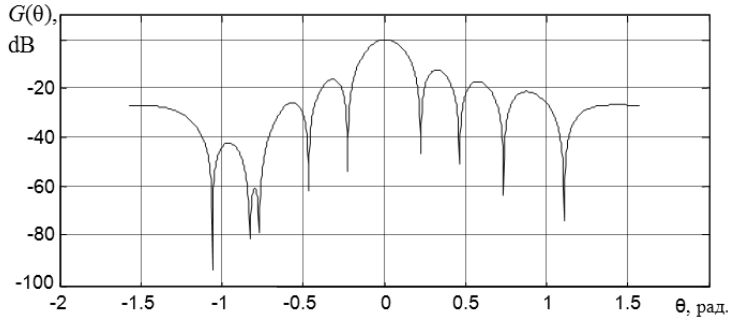
где

$$G^{(1)}{}_{N-2}(\theta) = G_{N-2}(\theta) * \mathrm{e}^{j\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta}; \tag{10}$$

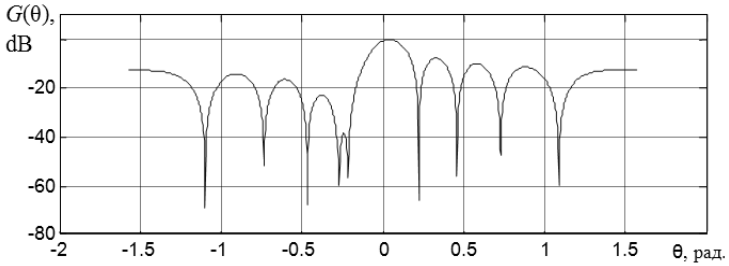
$$\gamma_1{}^{(1)}(\theta) = \frac{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]}{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2\right] - \cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]} - \frac{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta\right]}{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2\right] - \cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]}; \tag{11}$$



а)



б)



в)

Рис. 3. Диаграмма направленности при равномерной коррекции с удвоенным расстоянием между подавляемыми точками:

а – $\theta_1 = -1{,}2143, \theta_2 = -1{,}1577, \rho = -0{,}2228, \text{dB}$;

б – $\theta_1 = -0{,}8278, \theta_2 = -0{,}7712, \rho = -0{,}2749, \text{dB}$;

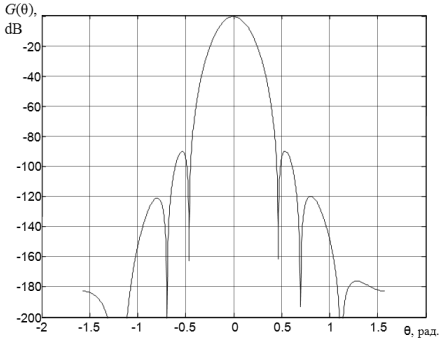
в – $\theta_1 = -0{,}2717, \theta_2 = -0{,}2152, \rho = -1{,}3647, \text{dB}$

$$\gamma_2^{(1)}(\theta) = \frac{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta\right]}{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2\right] - \cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]} - \frac{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]}{\cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_2\right] - \cos\left[2\pi(N-1)\frac{d}{\lambda}\sin\theta_1\right]}. \quad (12)$$

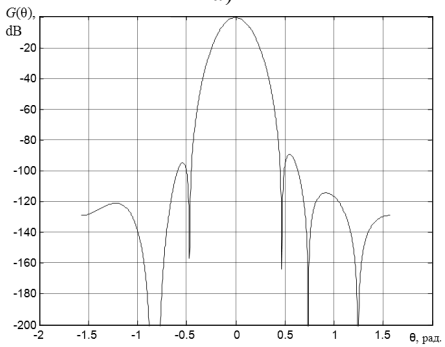
Можно получить диаграмму направленности с подавлением боковых лепестков в четырех точках с симметричным их расположением относительно главного пика. В качестве примера, на рис. 5, *а*, *б*, *в* представлены следующие графики:

Таким образом, предложен алгоритм формирования диаграммы направленности линейной антенной решетки судового радиолокатора, который только при двух управляемых элементах решетки обеспечивает достаточно высокий уровень подавления боковых лепестков диаграммы направленности антенны, что дает возможность раздельного наблюдения на экране радиолокатора малого и большого суден при одинаковой их дальности и близких значениях азимутальных углов. Это невозможно достичь при использовании стандартных типовых антенн. Как в случае синфазных (N–2) – весовых коэффициентов, формирующих парциальную диаграмму, так и в случае неравномерной коррекции, обеспечивается нулевой уровень боковых лепестков в заданных точках вне зоны главного пика при уменьшенном среднем уровне боковых лепестков в случае неравномерной коррекции. При этом алгоритм формирования перестраиваемых весовых коэффициентов (6) и (7) достаточно прост. Также показана возможность удвоения количества подавляемых точек при симметричной форме диаграммы направленности.

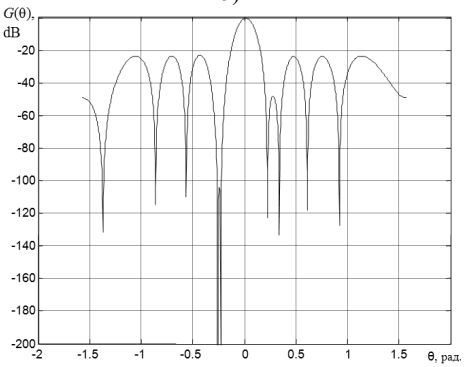
Полученные результаты могут быть использованы также в системах селекции движущихся целей и для задач спектрального анализа сигналов на фоне помех с сосредоточенным спектром.



а)



б)



в)

Рис. 4. Диаграмма направленности антенны при неравномерной коррекции (парциальной диаграммы): *а* – $\theta_1 = -1{,}2001, \theta_2 = -1{,}1718, \rho = -0{,}4202, \text{dB}$;

б – $\theta_1 = -0{,}8137, \theta_2 = -0{,}7854, \rho = -0{,}4620, \text{dB}$;

в – $\theta_1 = -0{,}2576, \theta_2 = -0{,}2293, \rho = -2{,}7293, \text{dB}$

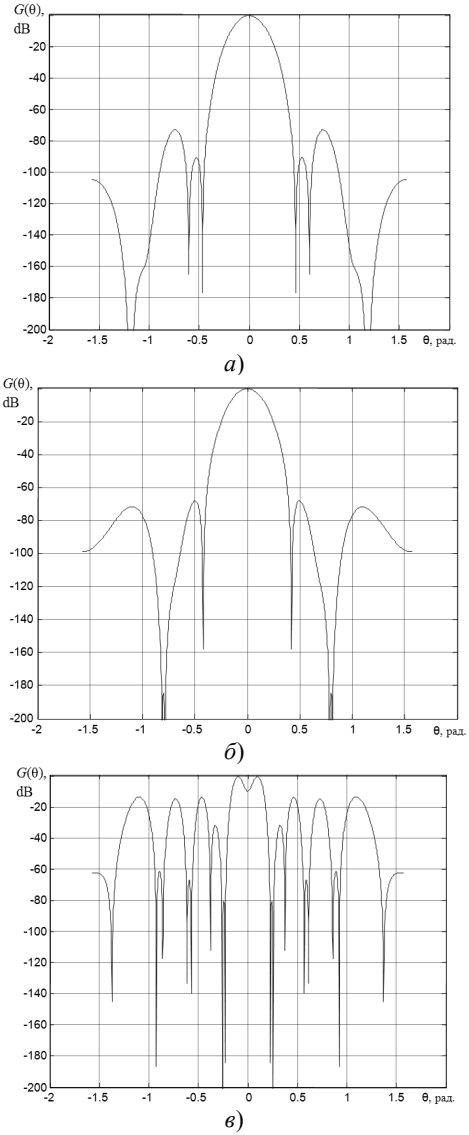


Рис. 5. Диаграмма направленности с действительными коэффициентами (симметричная): *а* – $\theta_1 = -1{,}2001$, $\theta_2 = -1{,}1718$, $\rho = -1{,}0848$, dB ;

б – $\theta_1 = -0{,}8137$, $\theta_2 = -0{,}7854$, $\rho = -1{,}5527$, dB ;

в – $\theta_1 = -0{,}2576$, $\theta_2 = -0{,}2293$, $\rho = -2{,}4359$, dB

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1.Кошевой В.М., Лавриненко В.П. Селекция целей на основе дискретной структуры с минимальным количеством управляемых элементов. – //Изв. вузов – Радиоэлектроника. – 1981. – Т. 24. – №4. – С. 105 – 107.

2. V. Koshevyy, A. Shershnova. The formation of zero levels of Radiation Pattern linear Antennas Array with minimum quantity of controlling elements. //Proc. 9 Int. Conf. on Antenna Theory and Techniques (ICATT-13). Odessa, 2013. – P. 264 – 265.

3. Кошевой В.М., Свердлик М.Б. О возможностях полного подавления боковых лепестков функции неопределенности в заданной области. – // Радиотехника и электроника. – 1974. – Т. 19. – № 9. – С. 1839 – 1846.

4. Кошевой В.М., Лавриненко В.П., Чупров С.С. Исследование эффективности квазиоптимального фильтра. Деп. ст. – в сб.: "РИПОРТ", ВИМИ. – 1975. – №2. – 7 с.

5. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М: Радио и связь, 1981. – 416 с.

6. Кошевой В.М. Синтез систем селекции движущихся целей при ограничениях на размер обращаемой матрицы. – //Изв. вузов – Радиоэлектроника. – 1982. – Т. 25. – № 3. – С. 84 – 86.

7. Кошевой В.М., Свердлик М.Б., О влиянии памяти и полосы пропускания обобщенного *v*-фильтра на эффективность подавления помех. – // Радиотехника и электроника. – 1973. – Т. 18. – №8. – С. 1618 – 1627.