

УДК 621.3/535.2

ПОДАВЛЕНИЕ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В АНТЕННЫХ СИСТЕМАХ С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ДИСКРЕТИЗАЦИЕЙ ВОЛНОВЫХ ПОЛЕЙ

И. Г. Замек

Описан новый метод вычисления дисперсии результатов дискретной обработки непрерывных процессов. Метод позволяет упростить вычисления по сравнению с известными. Предложенный метод применяется для анализа преобразования волновых полей многоэлементными гидроакустическими и радиоантеннами. Исследовано влияние помех на прием сигнала такими антеннами в случае, когда частотные (угловые) спектры принимаемого сигнала и помехи перекрываются и широкополосны. Получены выражения для расчета предельной чувствительности, ограниченной влиянием широкополосной помехи, многоэлементных антенн.

1. Для вычисления дисперсии при преобразовании процессов в дискретных системах применяют известные [1, 2] формулы:

$$\sigma^2 = \frac{T}{2\pi} \int_{-\pi/T}^{\pi/T} S^*(\omega) \cdot K^*(\omega) d(\omega); \quad (1)$$

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \cdot K^*(\omega) d(\omega), \quad (2)$$

где $S^r(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{p=-\infty}^{\infty} S\left(\omega - \frac{2\pi}{T} p\right)$ — спектральная плотность мощности дискретного процесса $X(nT)$; $S(\omega)$ — спектральная плотность мощности преобразуемого процесса $X(t)$; $K^+(\omega) = \left| \sum_{n=1}^N h(n) e^{-i\omega n T} \right|^2$ — квадрат модуля коэффициента передачи дискретной системы с коэффициентами $h(n)$; T — период дискретизации. Среднее значение процесса $X(t)$ принято равным нулю.

Поскольку $K^*(\omega)$ является периодической функцией частоты, представим его в виде

$$K^*(\omega) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} K\left(\omega - \frac{2\pi}{T} p\right). \quad (3)$$

Произведя в (1) замену переменной $\omega - \frac{2\pi}{T} p$ на ω , меняя порядок интегрирования и суммирования, с учетом (3) получим

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} K(\omega) S\left(\omega - \frac{2\pi}{T} p\right) d\omega. \quad (4)$$

Соотношение (4) представляет собой выражение дисперсии результатов дискретной обработки через квадрат модуля коэффициента передачи $K(\omega)$ некоторой эквивалентной аналоговой системы (рис. 1). При вычислении дисперсии с помощью предложенного метода задача сводится к определению коэффициента передачи $K(\omega)$ аналоговой системы по заданной функции $K^*(\omega)$ дискретной системы и вычислению входящих в (4) интегралов, существенно более простых, чем (1) и (2). Определение $K(\omega)$ является обратной задачей к рассмотренной в [3, 4] задаче синтеза дискретной системы по заданным характеристикам аналоговой системы. Наиболее просто определить $K(\omega)$ через импульсную переходную характеристику $h(t)$ аналоговой системы, получив ее интерполяцией по известным коэффициентам $h(n)$ дискретной системы, $h(n) \equiv Th(t)|_{t=nT}$. В общем случае определить $K(\omega)$ по известной функции $K^*(\omega)$ дискретной системы можно с помощью соотношений, приведенных в [3].

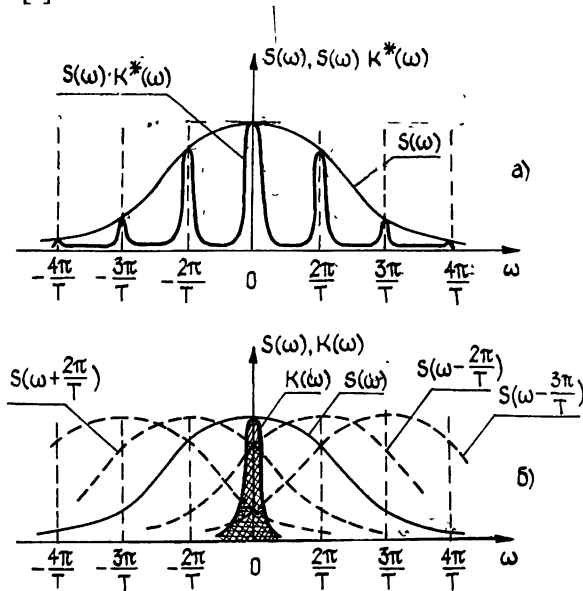


Рис. 1. Иллюстрация к вычислению дисперсии: а) — через функцию $K^*(\omega)$ дискретной системы (по формуле (2)); б) — через функцию $K(\omega)$ аналоговой системы соответствующей заданной дискретной системе с квадратом модуля коэффициента передачи $K^*(\omega)$ (по формуле (4)).

Заметим, что между $K(\omega)$ и $K^*(\omega)$ отсутствует взаимно однозначное соответствие и заданной функции $K^*(\omega)$ может соответствовать несколько различных функций $K(\omega)$: Тем не менее вычисление дисперсии по формуле (4) для любой из найденных функций $K(\omega)$, удовлетворяющих (3), будет давать правильный результат.

Как правило, система дискретной обработки выбирается такой, чтобы функция $K(\omega)$ была существенно уже спектра $S(\omega)$ преобразуемого процесса — полоса частот $\omega_{эфф}$ системы обработки существенно меньше полосы спектра частот ω_b преобразуемого процесса, $\omega_{эфф} \ll \omega_b$. При этом из (4), пренебрегая изменениями $S(\omega)$ в полосе пропускания $K(\omega)$, получим

$$\sigma^2 \approx \frac{K(\omega_m)}{\pi} \cdot \omega_{эфф} \sum_{p=-\infty}^{\infty} S\left(\frac{2\pi}{T} p\right), \quad (5)$$

где $\omega_{эфф} = \int_0^{\infty} K(\omega) d\omega / K(\omega_m)$ — эффективная полоса частот аналоговой

системы, соответствующей рассматриваемой дискретной системе, $K(\omega_m)$ — максимум квадрата коэффициента передачи аналоговой

системы; ω_m — частота, соответствующая максимуму коэффициента передачи.

Рассмотрим в качестве примера частный случай дискретной обработки — простое усреднение N отсчетов процесса $X(t)$. Из (1) следует известное выражение

$$\sigma^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) \frac{\sin^2 \omega NT/2}{N^2 \sin^2 \omega T/2} d\omega. \quad (6)$$

При $\omega_b \gg \omega_{эфф} = \pi/NT$ для дисперсии усредненных отсчетов, в соответствии с (5), можно записать приближенное выражение

$$\sigma^2 \approx \frac{1}{NT} \sum_{p=-\infty}^{\infty} S\left(\frac{2\pi}{T}p\right). \quad (7)$$

Точность приближенных выражений (5), (7) рассматривалась в [5], где показано, что относительные ошибки вычисления дисперсии с ростом N убывают, по крайней мере, пропорционально $1/N$.

2. Описанный выше подход к анализу дискретных систем может оказаться полезным для решения волновых задач, связанных с преобразованием полей на периодических структурах. К таким задачам относятся, например, исследование работы антенных решеток, многоэлементных интерферометров как с неподвижными элементами, так и синтезируемой апертурой [6, 7]. Сюда же относятся и ряд пространственно-временных задач — когда принимаемое антенной решеткой поле меняется во времени. Такая ситуация имеет место, например, при пассивной гидроакустической локации [8].

Рассмотрим задачу о влиянии широкополосной помехи на прием гидроакустической антенной решеткой некоторой волны (сигнала) с изменяющейся во времени амплитудой, характер изменений которой во времени подлежит исследованию. Предположим, что об исследуемой волне и помехе известно лишь, что они имеют разные направления прихода и занимают одну и ту же полосу спектра частот, которая в общем случае может превышать центральную частоту спектра. Априорные сведения о вероятностных, спектральных, корреляционных и прочих свойствах сигнала и помехи отсутствуют.

При этих условиях для подавления помех не могут быть использованы известные методы оптимальной пространственно-временной обработки (см., например, [9–11]) как из-за возможных искажений формы исследуемого сигнала, так и из-за отсутствия априорных сведений о статистических характеристиках сигнала и помехи. Эффективное подавление помех мог бы обеспечить метод пространственно-временной обработки, основанный на разделении сигналов датчиков антенной решетки по частоте с последующей пространственной обработкой каждой частотной составляющей [9, 12], однако при широкополосных сигналах, рассматриваемых в данной работе, практическая реализация этого метода чрезвычайно сложна. В связи с этим важное значение приобретает исследование эффективности подавления широкополосной помехи в простой антенной решетке с весовым суммированием сигналов датчиков.

Предположим, что сигнал принимается с направления $\alpha_0 = \sin \alpha_0$ главного максимума диаграммы направленности, а помеха приходит с произвольного направления $\alpha = \sin \alpha$ ($\alpha \neq \alpha_0$) (рис. 2). Выходной сигнал ре-

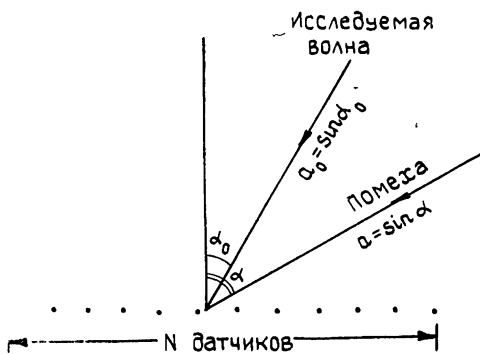


Рис. 2.

шетки, обусловленный влиянием помехи, представляет сумму выходящих сигналов датчиков, задержанных относительно друг друга на некоторый интервал времени T_{Π} [8]:

$$g(a, t) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N W_n S(t - nT_{\Pi}), \quad (8)$$

где W_n — весовой коэффициент n -го датчика, $T_{\Pi} = (d/c)(a - a_0)$ назовем периодом пространственной дискретизации поля, d — расстояние между датчиками, c — скорость распространения волны. Вводя спектральную плотность мощности $S(\omega)$ процесса $S(t)$, запишем для среднего квадрата выхода антенной решетки [8]

$$\langle g^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) W^*(\omega) d\omega, \quad (9)$$

где $W^*(\omega) = \left| \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N W_n \exp(-in\omega T_{\Pi}) \right|^2$ — квадрат модуля диаграммы

направленности антенной решетки. Из (9), представляя $W^*(\omega)$ в виде

$$W^*(\omega) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} W\left(\omega - \frac{2\pi}{T_{\Pi}} p\right), \quad \text{аналогично переходу от соотношения (2)}$$

к (4) получим

$$\langle g^2 \rangle = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(\omega) S\left(\omega - \frac{2\pi}{T_{\Pi}} p\right) d\omega, \quad (10)$$

где $W(\omega)$ — квадрат модуля диаграммы направленности антенны с непрерывной апертурой, эквивалентной антенной решетке. Для частного случая линейной антенной решетки с $W_n \equiv 1$ выражение (10) принимает вид

$$\langle g^2 \rangle = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sin^2 N\omega T_{\Pi}/2}{(N\omega T_{\Pi}/2)^2} S\left(\omega - \frac{2\pi}{T_{\Pi}} p\right) d\omega. \quad (11)$$

Введем эффективную полосу частот антенны

$$\Delta = \int_0^{\infty} W(\omega) d\omega / W(0) \quad (12)$$

и эффективную полосу частот спектра амплитуды помехи

$$\omega_B = \int_0^{\infty} S(\omega) d\omega / S(0). \quad (13)$$

Предположим, что

$$\omega_B \gg \Delta. \quad (14)$$

Для частного случая решетки с одинаковыми весовыми коэффициентами ($W_n \equiv 1$) эффективная полоса частот антенны $\Delta = \pi / NT_{\Pi}$. Учитывая выражение для T_{Π} , неравенство (14) запишем в виде $(1/\pi)\omega_B(d/c) \times \times N(\sin \alpha - \sin \alpha_0) \gg 1$. Можно показать, что последнее соотношение представляет собой обратное неравенство по сравнению с приведенным в [12] условием факторизуемости обработки (разделимости на пространственную и временную). Отсюда становится ясен смысл известного

[9, 12] условия факторизуемости — спектр принимаемой волны должен быть узкополосным по сравнению с частотной характеристикой антенны.

Выполнение (14) означает, что условие факторизуемости заведомо не выполняется. При этом согласно (10) приближенное выражение для среднего квадрата выхода антенной решетки, обусловленного влиянием широкополосной помехи,

$$\langle g^2 \rangle \approx \Delta W(0) \sum_{p=-\infty}^{\infty} S(p\Omega_{\Pi}), \quad (15)$$

где $\Omega_{\Pi} = 2\pi/T_{\Pi}$ — частота «пространственной дискретизации» поля. Как видим, в случае широкополосной помехи средний квадрат выхода не зависит от вида диаграммы направленности антенны и определяется только значением эффективной полосы частот антенны Δ и видом спектра $S(\omega)$ амплитуды помехи.

Покажем, что при выполнении более сильного неравенства, чем (14), средний квадрат выхода антенны не будет зависеть и от вида спектра $S(\omega)$ помехи, а будет определяться лишь значениями полосы частот Δ антенны и полосы частот $\omega_{\text{в}}$ спектра помехи. Допустим, что

$$\omega_{\text{в}} \gg \Omega_{\Pi}. \quad (16)$$

Для частного случая $W_n \equiv 1$ это условие принимает вид $(d/c)\omega_{\text{в}} \times (a - a_0) \gg 2\pi$. Как видим, условие (16) оказывается существенно более жестким, чем (14). При выполнении (16) интеграл $\int_0^{\omega_{\text{в}}} S(\omega) d\omega$

в (13) можно заменить численной суммой $\int_0^{\omega_{\text{в}}} S(\omega) d\omega \approx \frac{\Omega_{\Pi}}{2} \sum_{p=-\infty}^{\infty} S(p\Omega_{\Pi})$,

и для $\omega_{\text{в}}$ будем иметь $\omega_{\text{в}} \approx \frac{\Omega_{\Pi}}{2S(0)} \sum_{p=-\infty}^{\infty} S(p\Omega_{\Pi})$. Подставляя это выражение

в (15), окончательно получим

$$\langle g^2 \rangle \approx G_0 = \frac{2W(0)S(0)}{\pi} \omega_{\text{в}} \Delta T_{\Pi}. \quad (17)$$

Через G_0 обозначено значение, которое принимает средний квадрат выхода антенны при выполнении условия (16). Заметим, что Δ зависит от T_{Π} . Для случая одинаковых весовых коэффициентов датчиков решетки, подставляя в (17) значение $\Delta = \pi/NT_{\Pi}$, запишем

$$G_0 = 2S(0)\omega_{\text{в}}/N. \quad (18)$$

Из (16) и (17), (18) видим, что с ростом $\omega_{\text{в}}$ либо разницы $\sin \alpha - \sin \alpha_0$ средний квадрат выхода $\langle g^2 \rangle$ антенны стремится к некоторому постоянному уровню G_0 . Из этого следует, что, отстраивая направление главного максимума диаграммы решетки от направления прихода помехи, можно снизить влияние широкополосной помехи на работу антенны лишь до некоторой определенной величины G_0 . Это значение G_0 будет определять предельную чувствительность антенной решетки для слабого широкополосного сигнала, принимаемого с направления главного максимума диаграммы антенны при воздействии на нее с бокового направления сильной широкополосной помехи.

Полученным результатам можно дать следующее качественное объяснение. С отклонением направления $a = \sin \alpha$ прихода помехи от направления $a_0 = \sin \alpha_0$ главного максимума диаграммы антенны прием поля волны решеткой будет сопровождаться двумя эффектами. Первый эффект состоит в том, что с ростом разницы $\sin \alpha - \sin \alpha_0$ сужается

полоса частот антенны $\Delta = \pi/N(d/c)(\sin \alpha - \sin \alpha_0)$. Второй эффект заключается в возрастании наложения спектров: с ростом $\sin \alpha - \sin \alpha_0$ спектры $S(\omega - 2\pi r/T_{\Pi})$ располагаются чаще на оси частот. Оба эффекта противоположным образом сказываются на величине среднего квадрата выхода антенны: первый ведет к уменьшению, а второй — к увеличению $\langle g^2 \rangle$. При достаточно большой разнице углов α и α_0 (см. условие (16)) действие этих эффектов компенсируется и величина $\langle g^2 \rangle$ стремится к постоянному значению G_0 .

Используя полученное выражение для G_0 , запишем изменение отношения сигнал/шум на входе и выходе антенной решетки. При этом следует учесть, что для сигнала, поступающего с направления a_0 главного максимума диаграммы направленности, полоса частот антенны ничем не ограничена, за исключением устройств, принимающих и суммирующих сигналы с выходов датчиков, и поэтому в антенне не происходит снижения мощности сигнала, приходящего с указанного направления. В противоположность этому для помех, приходящих с боковых направлений, имеет место сужение полосы частот антенной решетки. С учетом этого из (17) запишем

$$\gamma = \frac{(P_c/P_{\Pi})_{\text{вых}}}{(P_c/P_{\Pi})_{\text{вх}}} = \frac{\pi}{\Delta T_{\Pi}} \frac{W(0)}{[(1/N) \sum_{n=1}^N W_n]^2}, \quad (19)$$

где P_c — мощность сигнала, принимаемого с направления a_0 главного максимума диаграммы направленности решетки, P_{Π} — мощность помехи, приходящей с направления $a = \sin \alpha$. Величина γ представляет собой максимально достижимый коэффициент подавления $\gamma = (P_{\Pi})_{\text{вх}} / (P_{\Pi})_{\text{вых}}$ широкополосной помехи по мощности. Легко видеть, что для антенной решетки с весовыми коэффициентами $W_n \equiv 1$ максимально достижимое подавление широкополосной помехи определяется числом датчиков решетки — $\gamma = N$.

Несколько большего снижения влияния помехи можно добиться путем весовой обработки сигналов датчиков, что позволяет сформировать антенны с более узкой полосой частот. Так, антенная решетка с треугольной функцией весовых коэффициентов обладает более высоким максимальным коэффициентом подавления широкополосных помех (в $2^{2/3}$ раза), чем антенная решетка с одинаковыми весовыми коэффициентами сигналов датчиков.

Из приведенного рассмотрения следует, что известный [12–14] метод снижения влияния помех путем формирования провалов диаграммы направленности в направлении их прихода не обеспечивает подавления широкополосных помех. В то же время подавление широкополосных помех в антенной решетке может быть достаточно эффективным за счет сужения частотной характеристики антенны для волн, приходящих с направлений, отличных от направления главного максимума диаграммы направленности антенны.

3. Проиллюстрируем возможность применения рассмотренного метода к решению чисто пространственных задач на одном частном примере. Рассмотрим частотно-контрастную характеристику многоэлементного интерферометра. Согласно [6] для среднего квадрата выхода $\langle p^2 \rangle$ интерферометра с электрическим сканированием диаграммы направленности запишем

$$\langle p^2 \rangle = \int_{-k}^k \left[\sin^2 \frac{(x+kx)Nd}{2} \right] \left[N^2 \sin^2 \frac{(x+kx)d}{2} \right]^{-1} |\Gamma_0(x)|^2 G(x) dx, \quad (20)$$

где $\Gamma_0(x)$ — диаграмма направленности одного элемента интерферометра, k — волновое число, x — поперечная проекция волнового вектора, α — угол между нормалью к плоскости интерферометра и нормалью к плоскости, на которой задано случайное поле (здесь $\alpha \ll 1$).

Представив множитель решетки подынтегрального выражения в

$$(20) \text{ в виде ряда } \frac{\sin^2 N \kappa' d/2}{N^2 \sin^2 \kappa' d/2} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \sin^2 \left(\frac{Nd \kappa'}{2} - \pi N p \right) / N^2 \left(\frac{\kappa' d}{2} - \pi p \right)^2,$$

где $\kappa' = \kappa + k\alpha$, из (20) получим

$$\langle P^2 \rangle = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \int_{-k+k\alpha}^{k+k\alpha} \frac{\sin^2(N \kappa' d/2)}{(N \kappa' d/2)^2} \left| \Gamma_0 \left(\kappa' - \frac{2\pi}{d} p - \alpha k \right) \right|^2 G \left(\kappa' - \frac{2\pi}{d} p - \alpha k \right) d\kappa'. \quad (21)$$

Видно, что данный метод вычисления позволяет перейти от рассмотрения многоэлементного интерферометра к интегрированию по соответствующей сплошной апертуре размером Nd . Целесообразность такого подхода отмечалась в работе [6] (с. 73).

Рассмотрим случай, когда диаграмма направленности соответствующей сплошной апертуры существенно уже углового спектра мощности

$\bar{G}(\kappa) = G(\kappa) |\Gamma_0(\kappa)|^2$ пространственных шумов на выходе элементов антенны. В этом случае из (21) получим

$$\langle P^2 \rangle = \frac{2\pi}{Nd} \sum_{p=-p_0}^{p_0} \left| \Gamma_0 \left(\frac{2\pi}{d} p - \alpha k \right) \right|^2 G \left(\frac{2\pi}{d} p - \alpha k \right), \quad (22)$$

где $p_0 = \text{ent}(kd/2\pi) = \text{ent}(d/\lambda)$ — число дифракционных лучей интерферометра.

Рассмотрим влияние некоторого мешающего поля с широким угловым спектром $G(\kappa)$ пространственных частот на работу многоэлементного радиоинтерферометра. Введем эффективную полосу пространственных частот углового спектра поля на выходе элементов интерферометра $\kappa_{\text{эфф}} = \int_0^{\infty} \bar{G}(\kappa) d\kappa / \bar{G}(\kappa_m)$. Аналогично приведенному выше можно

показать, что влияние мешающего поля с широким угловым спектром ($\kappa_{\text{эфф}} \gg 2\pi/d$) будет определять предельную чувствительность при исследовании интерферометром слабых радиисточников. Значение предельной чувствительности определяется выражением

$$p_0 = 4 \pi \bar{G}(\kappa_m) \frac{\kappa_{\text{эфф}}}{N}. \quad (23)$$

Автор выражает благодарность В. И. Турчину и А. Л. Фогелю за полезное обсуждение работы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Цыпкин Я. З. Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 724 с.
2. Первачев С. В. Радиоавтоматика: Учебник для вузов. — М.: Радио и связь, 1982. — 296 с.
3. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. — М.: Радио и связь, 1982. — 160 с.
4. Рабинер З. Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. / Под ред. Ю. Н. Александрова. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
5. Замак И. Г. // Техника средств связи. Сер. РИТ. 1986. Вып. 4. С. 9.
6. Зверев В. А. Радиооптика (преобразование сигналов в радио и оптике). — М.: Сов. радио, 1975. — 304 с.
7. Цейтлин Н. М. // Радиотехника и электроника. 1970. Вып. 3. С. 427.
8. Даджон Д. Э. // ТИИЭР. 1977. Т. 65. Вып. 6. С. 99.
9. Ширман Я. Д., Манжос В. К. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. С. 342.
10. Чайковский В. И. // Радиотехника. 1982. № 3. С. 55.
11. Чайковский В. И. // Радиотехника. 1984. № 9. С. 40.

12. Даниловский Л. Н., Коробков О. В., Лютаевич Б. Л. // Радиотехника. 1985. № 1. С. 64.
13. Абрамович Ю. И., Данилов Б. Г. // Радиотехника и электроника. 1975. Т. 20. № 1. С. 169.
14. Хинчук М. Т. // Радиотехника и электроника. 1984. Т. 29. № 11. С. 2269.

Поступила в редакцию
8 мая 1987 г.,
после переработки
18 марта 1988 г.

WIDEBAND INTERFERENCE SUPPRESSION IN ANTENNAS WITH SPACE DISCRETIZATION

I. G. Zamek

A new method of calculation the variance of continuous processing results is described. This method simplifies the calculations in comparison with other well-known methods. The method is used to solve the similar wave problems: to analyze the transformation of wave fields in array gyroacoustic and radio antennas. The influence of noise (interferences) on the receiving of signals by such antennas in the case when the frequency (angular) spectra of the received signals and the noise are overlaid, and have a large bandwidth, is investigated. The expressions, needed to calculate the threshold sensitivity of the array antennas, limited by the influence of the noise, are obtained.
