

## ОСОБЕННОСТИ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ АДАПТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ В КАНАЛАХ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СОДАРА

Имеющиеся средства защиты систем акустического зондирования атмосферы (САЗ) от помех не позволяют им функционировать с необходимой эффективностью в местах, характеризующихся сложной помеховой обстановкой, и поэтому вопрос повышения помехозащищенности САЗ остается чрезвычайно актуальным.

Применение адаптивных фазируемых антенных решеток (АФАР), в которых функции антенны и устройства обработки органично связаны, а процесс адаптации заключается в оптимизации пространственно-временной обработки (в соответствии с некоторым критерием качества), открывает широкие возможности по защите САЗ от помех.

Методы адаптивной обработки сигналов АФАР связаны с методами спектрального оценивания. Однако, несмотря на значительное сходство этих методов, которое создает благоприятные условия для их взаимного «обогащения», существуют серьезные отличия, обусловленные характером применений и типом данных, участвующих в обработке. Так, отсчеты сигналов, снимаемых с элементов решетки, изменяются в пространстве и во времени, а это приводит к двумерной задаче, каковой не существует в методах спектрального оценивания [1]. Поэтому, учитывая данную особенность, необходимо вести фильтрацию в обеих областях. Подобная задача решалась ранее применением узкополосных фильтров в каналах решетки, чем достигалась необходимая избирательность в частотной области. Такое решение не всегда обеспечивает высокие показатели помехозащищенности САЗ. В первую очередь это связано с тем, что узкополосный фильтр высокой добротности порождает коррелированные шумы (узкополосный шум на частоте сигнала) и вносит искажения в полезный сигнал. В качестве альтернативного решения в каналах АФАР предлагается использовать адаптивные фильтры, что позволит значительно снизить уровень помех при минимальных искажениях полезного сигнала. Возможны различные варианты построения таких фильтров. Наилучшими, с точки зрения устойчивости, являются фильтры, построенные по схеме адаптивного линейного сумматора [2]. Поскольку структура такого сумматора является нерекурсивной, его сравнительно легко изучать и анализировать. На рис. 1 показана схема АФАР с адаптивными фильтрами в каналах.

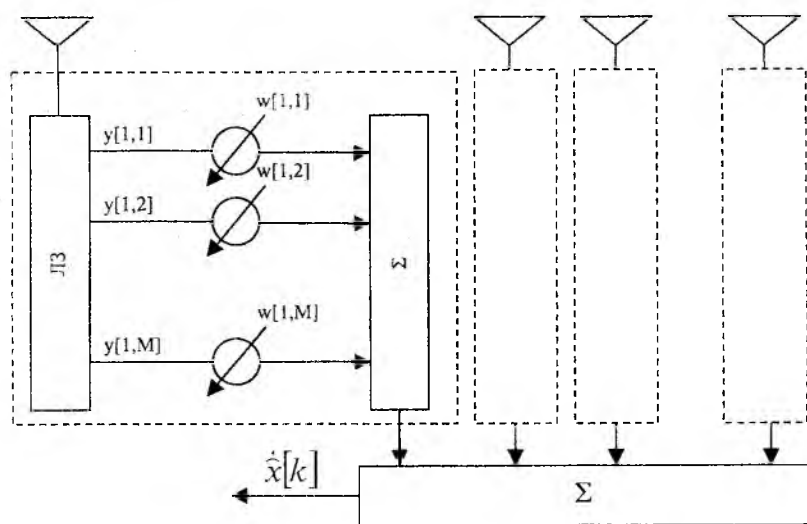


Рис. 1

Процесс адаптивного управления заключается в одновременной подстройке, в соответствии с определенным алгоритмом, весовых коэффициентов всех каналов АФАР. В этом случае АФАР можно рассматривать как некоторый двумерный дискретный нерекурсивный пространственно-частотный фильтр (ПЧФ) с весовыми коэффициентами  $\dot{w}[n, m]$ . При этом осуществляется переход от чисто пространственного или частотного метода обработки к комбинированному пространственно-частотному методу, суть которого заключается в оптимизации параметров ПЧФ в соответствии с выбранным критерием оптимальности. В качестве такого критерия удобно использовать критерий минимума среднеквадратической ошибки.

Рассмотрим задачу оптимизации пространственно-частотной обработки сигнала с полностью или частично известной пространственно-временной структурой. Наблюдаемый сигнал  $y(t)$  представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала  $x(t)$  и шума  $\eta(t)$ :

$$y(t) = x(t) + \eta(t). \quad (1)$$

Сигнал  $y(t)$  подвергается дискретизации в пространстве (апертурой решетки) и во времени (в соответствии с теоремой Котельникова). Мгновенные значения сигнала  $y(t)$ , снимаемые с отводов линий задержки ЛЗ (рис 1), формируют матрицу входного сигнала. Элементы матрицы определяются из выражения

$$y[n, m] = y(n \cdot \Delta t - n \cdot \tau), \quad n \in 1..N, m \in 1..M. \quad (2)$$

где  $N$  – количество отводов линии задержки;  $M$  – число каналов ПЧФ;  $\Delta t$  – период дискретизации по времени;  $\tau$  – время запаздывания сигнала в двух соседних каналах ПЧФ (определяется временем задержки фронта падающей на апертуру решетки волны).

Выходной сигнал ПЧФ  $\hat{x}[k]$ , представляющий собой оценку полезного сигнала  $x[k]$ , определяется в виде конечного линейного полинома

$$\hat{x}[k] = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \dot{y}[n-k, m] \cdot \dot{w}[n, m], \quad (3)$$

где  $\dot{w}[n, m]$ ,  $n \in 1..N, m \in 1..M$  – матрица комплексных весовых коэффициентов ПЧФ, а индекс  $k$  характеризует текущий момент времени.

Перепишем выражение (3) в векторной форме. В силу того, что оценка полезного сигнала  $\hat{x}[k]$  является линейной комбинацией элементов матрицы входного сигнала,  $y[n, m]$  и  $w[n, m]$  можно представить в виде блочных векторов размерностью  $L = M \cdot N$ :

$$\dot{Y}_L[k] = \begin{bmatrix} \dot{y}[1-k, 1] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, 1] \\ \hline \dot{y}[1-k, 2] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, 2] \\ \vdots \\ \vdots \\ \hline \dot{y}[1-k, M] \\ \vdots \\ \dot{y}[N-k, M] \end{bmatrix} \quad \dot{W}_L = \begin{bmatrix} \dot{w}[1, 1] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, 1] \\ \hline \dot{w}[1, 2] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, 2] \\ \vdots \\ \vdots \\ \hline \dot{w}[1, M] \\ \vdots \\ \dot{w}[N, M] \end{bmatrix} \quad (4)$$

Тогда выражение (3) записывается в виде скалярного произведения блочных векторов  $\dot{Y}_L[k]$  и  $\dot{W}_L$ :

$$\hat{x}[k] = \overline{\dot{Y}_L^T[k]} \cdot \dot{W}_L = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]. \quad (5)$$

Ошибка оценивания  $e[k]$  определяется как разность между полезным сигналом  $x[k]$  и его оценкой  $\hat{x}[k]$ . С учетом (5) функция среднеквадратической ошибки принимает вид

$$E\{e^2[k]\} = E\{\dot{x}[k] - \hat{x}[k]\}^2 = E\{\dot{x}[k] - \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]\}^2. \quad (6)$$

Продифференцируем (6) по  $\dot{W}_L^T$  и приравняем производную к нулю:

$$\frac{E\{de^2[k]\}}{d\dot{W}_L^T} = -2E\left[\left\{\dot{x}[k] - \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k]\right\} \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\right] = 0. \quad (7)$$

$$E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} = E\{\overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\}. \quad (8)$$

Полагая, что весовой вектор  $\dot{W}_L^T$  и вектор сигнала  $\dot{Y}_L[k]$  некоррелированы, получаем

$$E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot E\{\dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\}. \quad (9)$$

Члены математического ожидания, входящие в (9), можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{B}_L &= E\{\dot{x}[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} \\ \dot{R} &= E\{\dot{Y}_L[k] \cdot \overline{\dot{Y}_L^T[k]}\} \end{aligned} \quad (10)$$

где  $B_L$  – вектор взаимной корреляции между входным сигналом и оцениваемым параметром (вектор управления);  $R$  – автокорреляционная матрица входной сигнальной последовательности.

Тогда (9) можно переписать в виде

$$\overline{\dot{B}_L^T} = \overline{\dot{W}_L^T} \cdot \dot{R} \quad (11)$$

Уравнение (11) является общеизвестным уравнением Винера-Хопфа, которое дает оптимальное (по методу наименьших квадратов) Винеровское решение для  $\dot{W}_L^T$ :

$$\dot{W}_{L\ opt} = \dot{R}^{-1} \cdot \dot{B}_L \quad (12)$$

Выражение (12) хорошо известно как алгоритм адаптивного управления Винера-Хопфа. Свойства алгоритма достаточно полно изложены в [2, 3]. Рассмотрим подробнее выражение (12). С учетом (4), все члены выражения имеют блочную структуру. Вектор  $B_L$ , задающий начальные условия для пространственно-частотного фильтра, можно получить перестановкой элементов матрицы управления  $\dot{B}[n, m]$ . В зависимости от параметров полезного сигнала и требуемых качественных характеристик пространственно-частотного фильтра, матрица  $\dot{B}[n, m]$  может быть различной. Для узкополосного полезного сигнала матрица  $\dot{B}[n, m]$  определяется выражением

$$\dot{B}[n, m] = \exp \left[ j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \left( (n-1) \cdot \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin(\theta_0) - (m-1) \cdot \Delta t \right) \right], \quad (13)$$

где  $f_0$  – частота полезного сигнала;  $\lambda_0$  – длина волны полезного сигнала;  $\Delta t$  – период дискретизации по времени (в соответствии с теоремой Котельникова);  $\theta_0$  – направление зондирования;  $d$  – расстояние между элементами АФАР.

Переход от вектора  $\dot{W}_{L \text{ opt}}$  оптимальных весовых коэффициентов к матрице оптимальных весовых коэффициентов  $\dot{W}_{opt}[n, m]$ , осуществляется также достаточно просто:

$$\dot{W}_{L \text{ opt}} = \begin{bmatrix} \dot{w}_{opt}[1,1] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,1] \\ \hline \dot{w}_{opt}[1,2] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,2] \\ \vdots \\ \hline \dot{w}_{opt}[1,M] \\ \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,M] \end{bmatrix}, \quad \dot{W}_{opt}[n, m] = \begin{bmatrix} \dot{w}_{opt}[1,1] & \dot{w}_{opt}[1,2] & \dots & \dot{w}_{opt}[1,M] \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \dot{w}_{opt}[N,1] & \dot{w}_{opt}[N,2] & \dots & \dot{w}_{opt}[N,M] \end{bmatrix}. \quad (14)$$

С учетом (10), (13) и (14) выражение (12) может быть использовано в качестве алгоритма, в соответствии с которым осуществляется вычисление оптимальных весовых коэффициентов  $W_{opt}[n, m]$  пространственно-частотного фильтра.

Свойства фильтра в плоскости пространство – частота описываются комплексным коэффициентом передачи  $\dot{K}(f, \theta)$  который записывается в виде

$$\dot{K}(f, \theta) = \frac{1}{N \cdot M} \cdot \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M W_{opt}[n, m] \cdot \exp \left[ j \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \left( (n-1) \cdot \frac{d}{\lambda_0} \cdot \sin(\theta) - (m-1) \cdot \Delta t \right) \right]. \quad (15)$$

где  $f$  – текущая частота;  $\theta$  – направление.

В том случае, когда  $\dot{B}[n, m]$  определяется выражением (13), модуль комплексного коэффициента передачи  $|\dot{K}(f, \theta)|$  будет представлять собой двумерную поверхность с максимальным значением в точке  $(f_0, \theta_0)$ . На рис. 2 в качестве примера приведен общий вид такой поверхности (в двух проекциях), полученной в процессе моделирования работы ПЧФ. Количество каналов АФАР  $N=3$ , порядок канального фильтра  $M=4$ , частота настройки канального фильтра  $f_0 = 2000 \text{ Гц}$ , направление сигнала  $\theta_0 = 0$  градусов, частота дискретизации по времени  $f_d = 10000 \text{ Гц}$ , отношение расстояния между элементами АФАР к рабочей длине волны  $d/\lambda = 0,5$ .

Особый интерес представляют сечения  $|\dot{K}(f, \theta)|$  плоскостями  $[\theta_0, f]$  и  $[\theta, f_0]$  (рис. 3). Зависимость  $|\dot{K}(f_0, \theta)|$  соответствует нормированной диаграмме направленности (ДН)

линейной решетки длиной  $l = d \cdot N$ , а  $|K(f, \theta_0)|$  соответствует амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) адаптивного фильтра в канале АФАР. Выражения для расчета параметров диаграмм направленности (ширина главного максимума, уровень боковых лепестков и т.д.), а также параметров АЧХ (ширина полосы пропускания), приведенные в литературе остаются справедливыми для соответствующих сечений  $|K(f_0, \theta)|$  и  $|K(f, \theta_0)|$ .

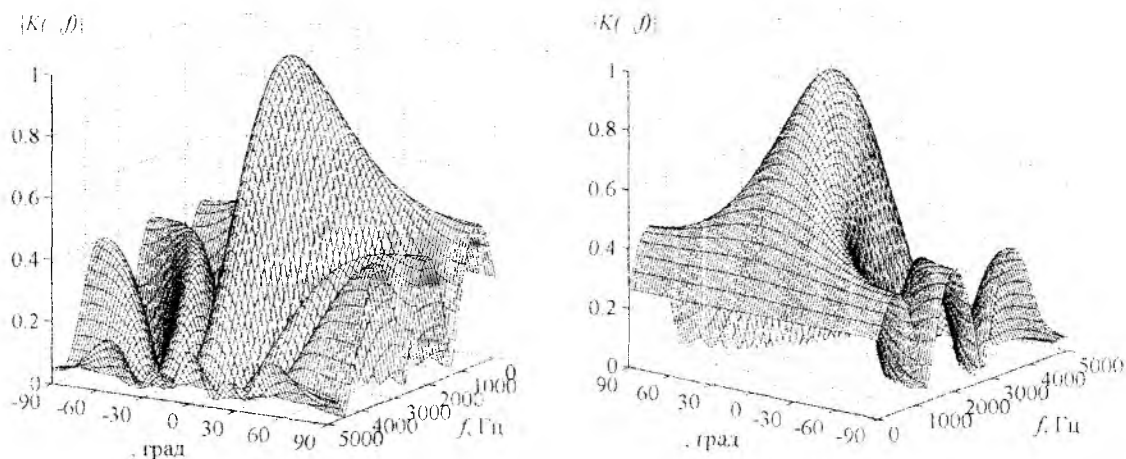


Рис. 2

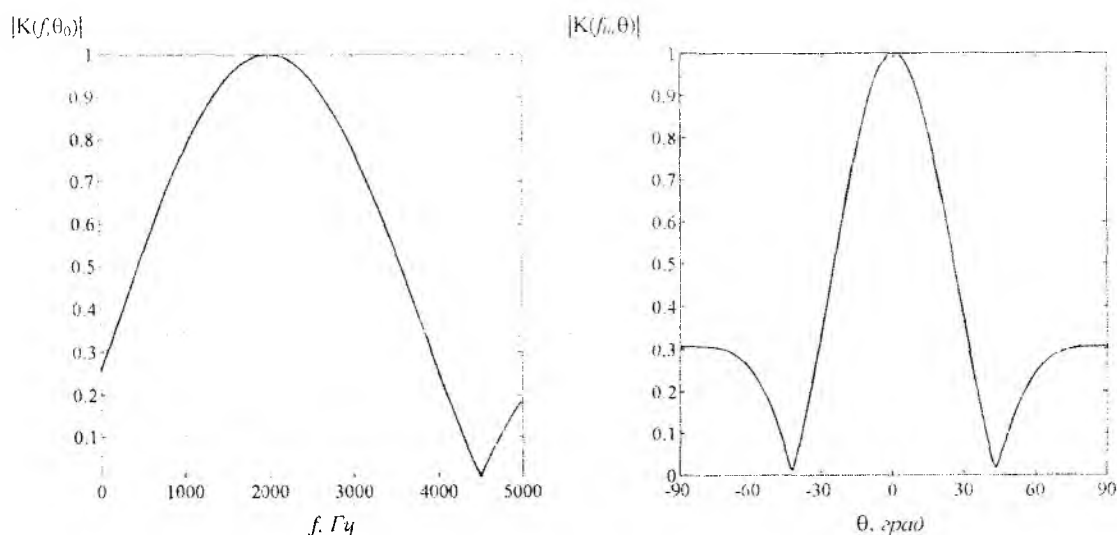


Рис. 3

Процесс адаптации ПЧФ продемонстрирован на рис. 4 в виде градаций яркости. Более светлые участки соответствуют большим значениям  $|K(f, \theta)|$ . В левой части рис.4 изображена поверхность  $|K(f, \theta)|$  для случая отсутствия помех, в правой части – адаптированная поверхность при воздействии узкополосной помехи на частоте сигнала  $f_0 = 2000$  Гц, действующей с направления  $\theta_n = -20$  град. Аналогично на рис. 5 показано изменение  $|K(f, \theta)|$  для случая воздействия узкополосной помехи с частотой  $f_n = 3000$  Гц, действующей с направления зондирования  $\theta_0 = 0$  град.

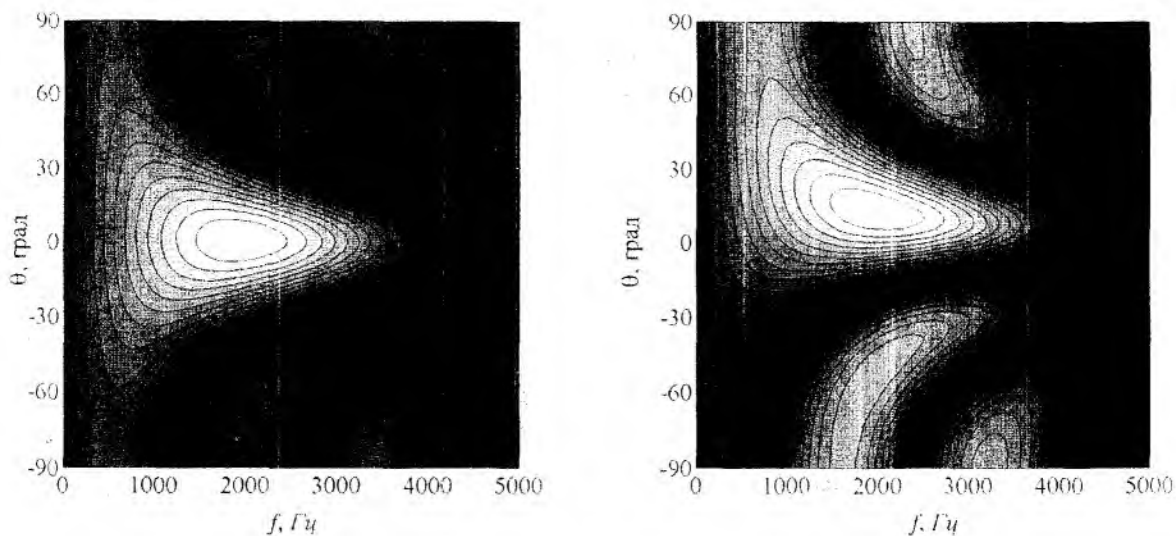


Рис. 4

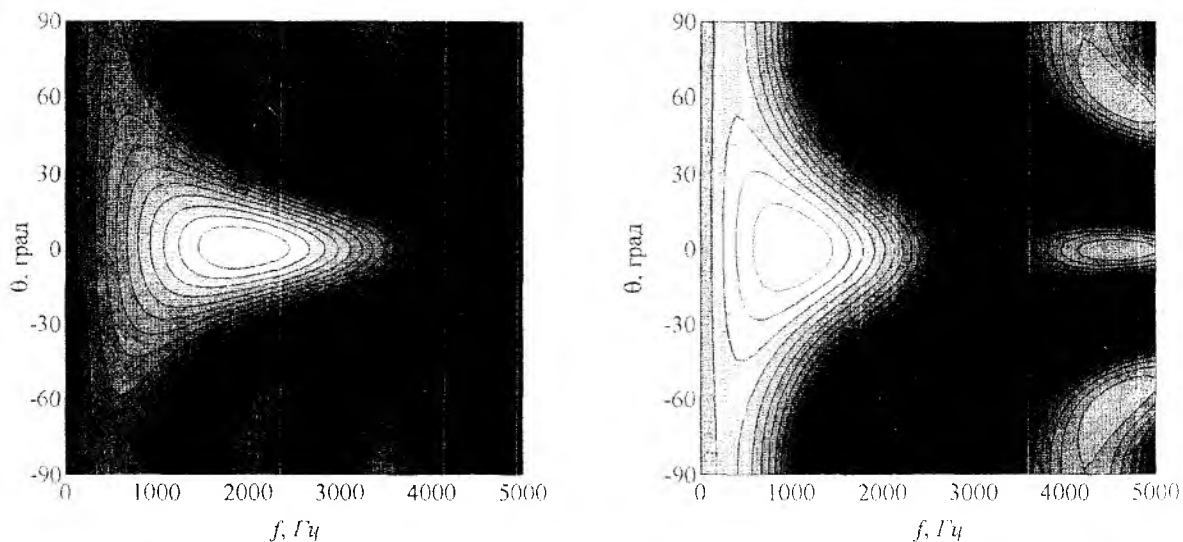


Рис. 5

На рис. 6 показано изменение  $|K(f, \theta)|$  для случая воздействия помех на произвольных частотах, приходящих с произвольных направлений, частота настройки ПЧФ  $f_0 = 2000$  Гц, направление зондирования  $\theta_0 = 0$  град. В левой части рис. 6 – случай воздействия помехи с частотой  $f_n = 1000$  Гц, действующей с направления  $\theta_n = 40$  град. В правой части – случай воздействия пяти помех  $f_1 = 1000, \theta_1 = 40^\circ$ ;  $f_2 = 1500, \theta_2 = 60^\circ$ ;  $f_3 = 2000, \theta_3 = -20^\circ$ ;  $f_4 = 3000, \theta_4 = 40^\circ$ ;  $f_5 = 3500, \theta_5 = 0^\circ$  с равными интенсивностями.

Представленные на рис. 4 – 6 результаты моделирования отражают работу пространственно-частотного метода обработки сигнала и свидетельствуют о возможности его применения для повышения помехозащищенности САЗ. Несмотря на увеличение количества математических операций, необходимых для определения матрицы оптимальных весовых коэффициентов, по сравнению с обычной АФАР, современное состояние вычислительной техники позволяет осуществлять работу алгоритма с необходимой скоростью. К преимуществам применения адаптивных фильтров в каналах АФАР можно отнести: повышение помехоза-

пишечности и расширение динамического диапазона САЗ за счет адаптивного подавления помех в полосе пропускания приемного устройства САЗ, при минимальных искажениях полезного сигнала, увеличение максимального числа адаптируемых помех до  $L-1 = M \times N - 1$ , а программная реализация обработки сигналов открывает широкие возможности по дальнейшей модернизации САЗ.

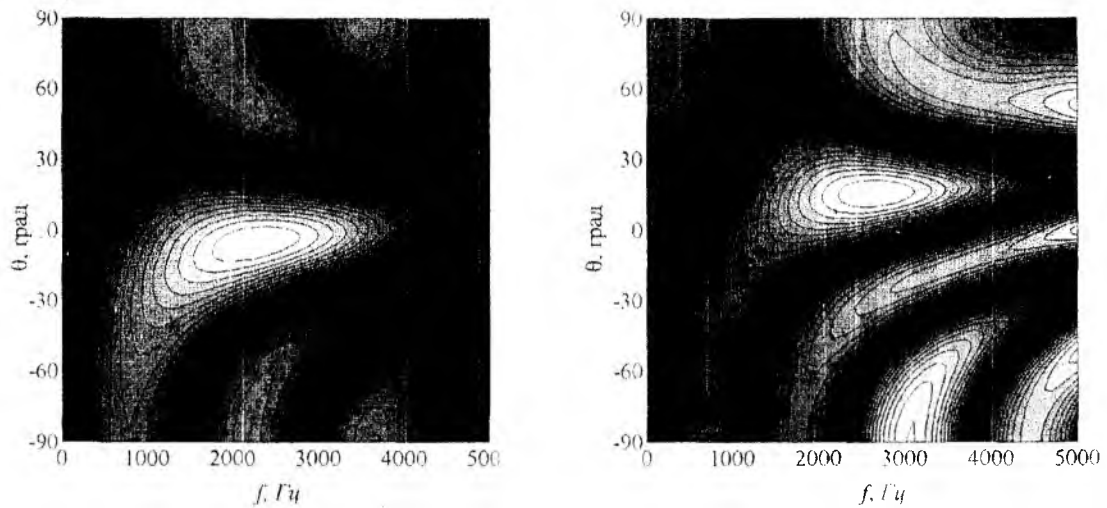


Рис. 6

**Список литературы:** 1. Гейбриел У.Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием адаптивных антенных решёток. ТИИЭР, 1980. Т.68. №6. С. 19-32. 2. Коуэн К.Ф.Н., Грант П.М. Адаптивные фильтры М.: Мир, 1988. 388 с. 3 Уидроу Б., Стрингз С. Адаптивная обработка сигналов /Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.

Харьковский национальный  
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 18.06 2004