

водит к гыталкиванию поля из объема резонатора. Также, как и в случае формирования в объеме диэлектрического шара металлического конуса [5], условие обращения в нуль нормальной составляющей электрического поля на поверхности раздела сред диэлектрик — воздух выполняется даже при $\epsilon_{1r} \rightarrow \infty$. Это обстоятельство ограничивает возможность применения известных асимптотических граничных условий, полученных в работе [7].

Тип колебаний	$E_{001}^{(+)}$	$H_{001}^{(-)}$	H_{101}	$H_{011}^{(+)}$	$H_{101}^{(-)}$	H_{201}
f_0 , ГГц	3,15	3,22	4,25	4,82	5,37	6,13
f , ГГц	2,95	3,25	4,39	4,75	5,24	6,39
δ , %	6,2	1,0	3,1	1,6	2,3	3,6

Примечание: расчетное значение частоты f_0 рассчитывалось из уравнений (6), (7); f — измеренное значение резонансной частоты шара; δ — относительная погрешность расчета частоты, %.

Результаты расчета и измерения частот собственных колебаний диэлектрического шара диаметром $2r_0 = 15,25$ мм, относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{1r} = 20$, расположенного на металлическом клине с углом раскрыва $\varphi_0 = 0,8\text{л}$, приведены в таблице.

Как видно, результаты расчетов по формулам (6), (7) хорошо согласуются с данными эксперимента.

Рассмотренная структура может быть использована в качестве резонансного корректора в изломе волновода

1. *Абрамовиц М., Стиган И.* Специальные функции. М.: Наука, 1979. 830 с.
2. *Бейтмен Г., Эрдейи А.* Высшие трансцендентные функции. М.: Наука, 1965. Т. 1. 294 с. 3. *Виленкин Н. Я.* Специальные функции и теория представлений групп. М.: Наука, 1965. 588 с. 4. *Нефедов Е. И.* Дифракция электромагнитных волн на диэлектрических структурах. М.: Наука, 1979. 270 с. 5. *Трубин А. А.* Резонансные колебания диэлектрического шара на металлическом конусе // Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника. 1985. Вып. 22. С. 29—33. 6. *Фелсен Л., Маркувиц Н.* Излучение и рассеяние волн. М.: Мир, 1978. Т. 1. 547 с. 7. *Van Blader J.* On the Resonances of Dielectric Resonator of Very High Permittivity // IEEE Trans. 1975. MTT = 23, N 2. P. 199—208.

Поступила в редколлегию 13.09.84

УДК 621.396.677

В. Е. БОЧАРОВ, асп.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ПРИ НАЛОЖЕНИИ ЛИНЕЙНЫХ ОГРАНИЧЕНИЙ В АДАПТИВНОМ ПРОСТРАНСТВЕННОМ ФИЛЬТРЕ

Как известно, для подавления широкополосных пространственных помех применяется обработка сигналов, принятых антенной решеткой (АР), адаптивным пространственным фильтром (АДФ), который реализует адаптивный алгоритм пространственной фильтрации по

критерию минимума СКО [2, 3, 4]. При реализации адаптивного алгоритма пространственной фильтрации без линейных ограничений (ЛО) [2] уровень мощности помехи, а также ее угловые координаты могут влиять на условия приема в сигнальном направлении [5]. От этого недостатка свободен АПФ, реализующий адаптивный алгоритм с ЛО [4]. Линейные ограничения обеспечивают неизменность условий приема в сигнальном направлении и задаются до начала процесса адаптации по априорным данным о направлении прихода плоского фронта полезного сигнала и, при наличии таковой информации, по его статистическим характеристикам второго порядка. При этом обеспечивается асимптотическая сходимость вектора весовых коэффициентов АПФ W_k

$$W_{\text{Fopt}} = R^{-1}C [C^T R^{-1}C]^{-1}F, \quad (1)$$

где R — ковариационная матрица входного процесса в узлах взвешивания АПФ и $R = R_S + R_D$, R_S и R_D — соответственно ковариационные матрицы сигнала и помехи; C — коммутирующая матрица [4]; F — вектор линейных ограничений; t — знак транспонирования, который в общем случае отличается от оптимального по критерию минимума СКО, вектора весовых коэффициентов, определяемого из уравнения Винера — Хопфа [3]

$$W_{\text{opt}} = R^{-1}N \quad (2)$$

(N — вектор взаимной корреляции входного и опорного сигналов). Следовательно, при малых отношениях сигнал/помеха (С/П) на входе АР, на выходе АПФ с ЛО не обеспечивается максимально достижимое в процессе адаптации отношение С/П на выходе АПФ.

Для сравнительного анализа пространственной фильтрации АПФ с ЛО были промоделированы на ЭВМ различные сигнально-помеховые обстановки для АПФ, содержащего в каждом из пяти каналов эквидистантный фильтр с пятью отводами. Оценка матрицы R проводилась по ее компонентам R_S и R_D для практически некоррелированных векторов входных широкополосных (октавных) гауссовских процессов с нулевым средним. Линейные ограничения принимались исходя из априорной информации о приходе плоского фронта полезного сигнала по направлению нормали к линейной базе АР и равномерном спектре в октавной полосе частот. При этом задавались $F^T = [-0,32; -0,12; 0,40; -0,12; -0,32]$.

Исходя из того, что математическое ожидание мощности процесса на выходе АПФ определяется соотношением $E[y^2] = W^T R W$ при некоррелированных с сигналом помехах, отношение С/П установившегося процесса определится как

$$\rho = W_{\text{opt}}^T R_S W_{\text{opt}} / W_{\text{opt}}^T R_D W_{\text{opt}}$$

для АПФ без ЛО и как

$$\rho_F = W_{\text{Fopt}}^T R_S W_{\text{opt}} / W_{\text{Fopt}}^T R_D W_{\text{Fopt}}$$

для АПФ с ЛО. Зависимость отношения ρ/ρ от отношения С/П на входе АПФ для различных углов Θ прихода помехи представлены на рис. 1.

Из анализа результатов моделирования следует, что преимущество АПФ без ЛО проявляется тем больше, чем меньше отношение С/П на входе АР и чем больше угол прихода помехи.

Увеличение отношения С/П на выходе АПФ прямо связано с обострением пространственно-избирательных свойств АР, которые

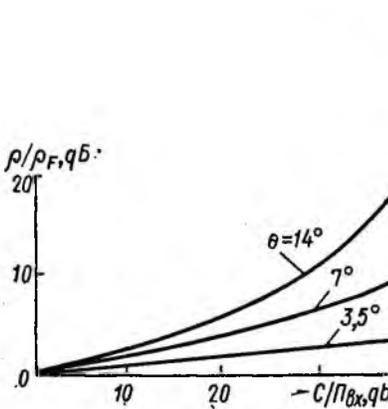


Рис. 1

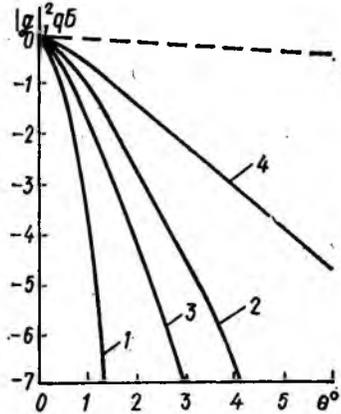


Рис. 2

удобно оценивать, используя понятие сигнальной диаграммы направленности (ДН), как зависимости уровня выходной мощности АПФ от угла прихода плоской волны сигнала [1].

Для дискретной эквидистантной базы АР, принятый сигнал которой поступает на АПФ с вектором весовых коэффициентов W , нами было получено выражение для ДН в терминах мощности в полосе безразмерных частот $\Delta = d/\lambda_{\min} - d/\lambda_{\max}$

$$\begin{aligned}
 |g(\Theta, W, \Delta)|^2 = & (d/\lambda_{\min} - d/\lambda_{\max}) \sum_{i=1}^I \sum_{r=1}^K \omega_{i,r} \omega_{i,r} + \\
 & + \sum_{m=0}^{J-1} \sum_{n=1}^{K-1} \sum_{i=1}^{J-m} \sum_{r=1}^{K-n} \omega_{i,r} \omega_{i+m,r+n} \frac{\sin 2\pi\gamma^d/\lambda_{\min} - \sin 2\pi\gamma^d/\lambda_{\max}}{\pi\gamma} + \\
 & + \sum_{m=1}^{J-1} \sum_{n=0}^{K-1} \sum_{i=1}^{J-m} \sum_{r=1}^{K-n} \omega_{i,r+n} \omega_{i,m,r} \frac{\sin 2\pi\psi^d/\lambda_{\min} - \sin 2\pi\psi^d/\lambda_{\max}}{\pi\psi},
 \end{aligned}$$

где $\gamma = m \frac{K-1}{J-1} - n \sin \Theta$; $\psi = m \frac{K-1}{d-1} + n \sin \Theta$; d — расстояние между приемниками решетки; λ_{\min} , λ_{\max} — минимальная и максимальная длины волн; Θ — угол прихода плоской волны сигнала; $W_{i,r}$ —

составляющие вектора весовых коэффициентов АПФ — W ; K — число элементов АР; J — число отводов в линии задержки каждого трансверсального фильтра АПФ, задержка в элементе которой $\tau = d/c$, c — скорость распространения процесса.

Результаты расчета на ЭВМ сигнальных ДН антенной решетки с АПФ приведены на рис. 2 при векторах весовых коэффициентов, равных W_{opt} (формула (2)) (кривые 1, 2) и W_{Fopt} (1) (кривые 3, 4);

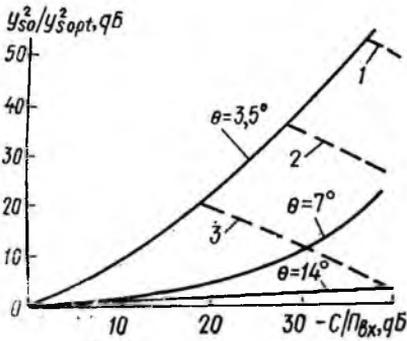


Рис. 3

соответственно для отношений на входе АР сигнал/шум равных 20 дБ и 10 дБ. Штриховой линией приведена ДН эквивалентной АР с неадаптивным фильтром.

Сопоставление результатов расчета позволяет отметить, что ухудшение отношения сигнал / шум на входе АР с 20 дБ до 10 дБ ухудшает примерно вдвое пространственно-избирательные свойства АР с АПФ по уровню — 3дБ. Кроме того, также почти вдвое происходит ухудшение пространственно-избирательных свойств АР с АПФ при линейных ограни-

чениях, определяемых по априорным данным о полезном сигнале в сравнении с АР с АПФ без ЛО.

Из приведенных результатов следует, что реализация в АПФ адаптивных алгоритмов пространственной фильтрации без ЛО обеспечивает более высокие показатели устройства пространственной обработки сигналов.

Моделирование на ЭВМ различных сигнально-помеховых обстановок позволило также получить зависимости отношения $y_{s0}^2/y_{s_{opt}}^2$ от отношения С/П на входе АР для различных углов Θ прихода помехи. При этом

$$y_{s0}^2 = W^T(0) R_s W(0), \quad y_{s_{opt}}^2 = W_{opt}^T R_s W_{opt},$$

а $W(0)$ — вектор весовых коэффициентов АПФ на нулевой итерации. Результаты моделирования представлены на рис. 3.

Анализ результатов показывает, что подавление полезного сигнала на выходе АПФ без ЛО по отношению к таковому до начала адаптации тем больше, чем меньше отношение С/П на входе АР и чем меньше угол прихода помехи Θ . При этом реализация АПФ без ЛО накладывает дополнительные требования на выбор разрядности представления выходного процесса. На рис. 3 пунктиром приведены кривые, которые являются граничными для представления выходного процесса в данной разрядности (1 — 16 разрядов, 2 — 12 разрядов, 3 — 8 разрядов). Точки, лежащие выше кривой, соответствующей определенной разрядности, характеризуют сигнально-помеховые обстановки, при которых на выходе АПФ без ЛО происхо-

дит подавление полезного сигнала до уровня шумов квантования и ниже, а значит, в этом случае преимущества АПФ без ЛО не могут быть реализованы.

1. Белинский В. Т., Бочаров В. Е., Константиновский А. Г., Кудинов А. В. Оценка пространственно-избирательных свойств по сигналу адаптивной антенной решетки // Вестн. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника. 1981. Вып. 18. С. 45—47.
2. Грифитс Л. Простой адаптивный алгоритм для обработки сигналов антенных решеток в реальном времени // ТИИЭР. 1969. Т. 57. С. 6—15.
3. Уидроу Б., Мантей П., Грифитс Л., Гуд Б. Адаптивные антенные системы // ТИИЭР. 1967. Т. 55. С. 78—95.
4. Фрост III. Алгоритм линейно-ограниченной обработки сигналов в адаптивной решетке // ТИИЭР. 1972. Т. 60. С. 5—16.
5. Applebaum S., Chapman D. Adaptive arrays with main beam constraints // IEEE Trans. 1976. Vol. AP - 24, N 5. P. 650—662.

Поступила в редколлегию 20.09.84

УДК 621.317.757

Н. Ф. ВОЛЛЕРНЕР, д-р техн. наук, А. Ю. МИХАЦКИЙ, студ.

АНАЛИЗ ПРОХОЖДЕНИЯ СИГНАЛОВ В ДИСПЕРСИОННОМ СПЕКТРОАНАЛИЗАТОРЕ

Спектр непрерывно следующих один за другим участков реализации узкополосного сигнала измеряют дисперсионными спектральными анализаторами (СА). Это можно рассматривать как измерение спектра последовательности радиоимпульсов. Выходные отклики дисперсионной линии задержки (ДЛЗ) от смежных реализаций не должны перекрываться во времени, т. е. длительность анализа не должна превышать длительность участка реализации [3].

Ко входам смесителя спектроанализатора на ДЛЗ подводится участок реализации — радиоимпульс $e(t)$ длительностью $T_{ан}$ и гетеродинное напряжение $u_r(t)$ от генератора с периодически линейно изменяющейся частотой; период линейной частотной модуляции (ЛЧМ) генератора $T_{чм} \geq T_{ан}$

$$e(t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \varphi_c), \quad 0 < t < T_{ан}; \quad u_r(t) = U_r \cos(\omega_r t + \pi \Delta f_{лчм} t^2 / T_{чм}); \quad f_r(t) = (1/2\pi)(\omega_r + 2\pi \Delta f_{лчм} t / T_{чм}).$$

Напряжение промежуточной частоты $f_c - f_r(t)$ на выходе умножителя — входе ДЛЗ — $s(t)$ и его спектральная функция $S_{вх}(\omega)$ ($U_c(t) = 0$ при $t < 0$, $t > T_{ан}$) будут равны

$$s(t) = U_c(t) U_r \cos[(\omega_c - \omega_r)t - \pi \Delta f_{лчм} t^2 / T_{чм} + \varphi_c]; \quad (1)$$

$$S_{вх}(\omega) = S_{вх}(\omega) \exp[j\psi(\omega)] = \int_{-\infty}^{\infty} s(\lambda) \exp(-j\omega\lambda) d\lambda = \quad (2)$$

$$= U_r \int_{-\infty}^{\infty} U_c(\lambda) \cos[(\omega_c - \omega_r)\lambda - \pi \Delta f_{лчм} \lambda^2 / T_{чм} + \varphi_c] \exp(-j\omega\lambda) d\lambda.$$