

ИЗВЕСТИЯ  
ВЫСШИХ УЧЕБНЫХ  
ЗАВЕДЕНИЙ

# Радиоэлектроника

ТОМ XXI

3

1978

ИЗДАНИЕ  
КИЕВСКОГО ОРДЕНА ЛЕНИНА  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА  
ИМЕНИ 50-ЛЕТИЯ ВЕЛИКОЙ  
ОКТЯБРЬСКОЙ СОЦИАЛИСТИЧЕСКОЙ  
РЕВОЛЮЦИИ

роченного шлейфа, включенного в точку разделения каналов переключателя, как это показано на примере двухканального переключателя, схематически представленного на рис. 2 для  $n=4$ . При закорачивании диода Д1 в точке разветвления оказываются включенными два короткозамкнутых и параллельных шлейфа  $\Delta y$  и  $y_{12}$  — справа, в точности эквивалентных шлейфу  $y_1$ . Следовательно, между входом и выходом 2 образуется оптимальный шлейфовый фильтр, беспрепятственно пропускающий энергию в своей рабочей полосе частот. При замыкании диода Д2 и размыкании диода Д1 точно такой же фильтр оказывается включенным между входом и выходом 1. Представленные в табл. 2 данные подтверждают возможность реализации переключателя типа, показанного на рис. 2, для многих практически приемлемых случаев (расчеты выполнены для  $n=4$  и относительной полосы пропускания 2:1). Дополнительные преимущества переключателя со шлейфом  $\Delta y$  заключаются в обеспечении более чистого режима короткого замыкания общего шлейфа  $y_1 = y_2 + \Delta y$ , а также к повышению прочности конструкции. В тех случаях, когда указанные преимущества являются необходимыми, расчетные уравнения работы [2] могут быть форсированы с целью получения дополнительного шлейфа заданной проводимости. Так, например, наложение условия  $\Delta y = 0,5$  приводит к выражению

$$\cos \Theta_n = \frac{2g_1}{1 + 4\sqrt{g_1/g_2}}$$

которое при выбранном пототипе провозляет определить рабочую полосу частот переключателя.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Fisher R. E. Broadbanding microwave diode switches. — IEEE Trans., September 1965, МГТ-13, № 5, p. 706.
2. Лебедев В. К. Гребенчатый фильтр. — Изв. вузов — Радиоэлектроника, 1972, 15, № 10, стр. 676.
3. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связей. М., «Связь», 1972, 2.

Поступило в редакцию  
10 XI 1976 г.,  
после переработки  
25 I 1977 г.

А. И. КРЕМЕР, А. П. ТРИФОНОВ

УДК 621.391.2

### СРАВНЕНИЕ ТОЧНОСТИ ОПТИМАЛЬНОЙ И КВАЗИОПТИМАЛЬНОЙ ОЦЕНОК ДАЛЬНОСТИ ПРИ ЛОКАЦИИ В ЗОНЕ ФРЕНЕЛЯ

Освоение все более коротких волн в радиолокации наряду с увеличением размеров антенных систем приводит к тому, что во многих случаях цели оказываются в зоне Френеля приемных антенн. При этом кривизна волнового фронта принимаемых колебаний на раскрыве антенны достигает существенных значений. Некоторые вопросы оптимальной пространственно-временной обработки сигналов с учетом кривизны их волнового фронта рассмотрены в работах [1—3]. В работе [2] анализируется потенциальная точность совместной оценки дальности и углового положения цели при оптимальной пространственно-временной обработке сигналов в зоне Френеля линейной антенны. Как известно [4], для цели, расположенной в дальней зоне, реализация оптимального приемника относительно проста, поскольку в этом случае при определении координат не требуется многоканальности по дальности. В общем случае (при сравнимом с размерами раскрыва антенны удалении цели) такое упрощение технической реализации приемника не представляется возможным. В этой связи представляет интерес анализ оценки дальности, реализуемой приемником, оптимальным для волны с плоским фронтом, при условии, что принимается сферическая волна.

Положим, что принимаемый сигнал представляет собой сферическую волну и в этом случае при активной локации может быть записан как

$$s(t, \vec{r}, \vec{R}) = \text{Re} [ \dot{s}(t, \vec{r}, \vec{R}) ] = \text{Re} \{ (R\rho)^{-1} q \dot{U}(t - \tau) \exp [ j\omega_0(t - \tau) - j\varphi ] \}, \quad (1)$$

где  $\dot{U}(t)$  — комплексная огибающая зондирующего сигнала;  $\omega_0$  и  $\varphi$  — несущая частота и начальная фаза;  $R = |\vec{R}|$  — расстояние от излучателя до малоразмерной («точечной») цели;  $\rho = \rho(\vec{r}, \vec{R})$  — расстояние от малоразмерной цели до некоторой точки антенны, радиус-вектор которой  $\vec{r} \in V$ ;  $V$  — область пространства, занятая антенной;  $\tau = \tau(\vec{r}, \vec{R}) = (R + \rho)/c$  — время распространения сигнала;  $q$  — неизвестный коэффициент отражения цели;  $c$  — скорость распространения электромагнитных колебаний. Пусть сигнал (1) принимается на фоне аддитивного гауссова белого пространственно-временного шума  $n(t, \vec{r})$  с односторонней спектральной плотностью  $N_0$ , а начальная фаза сигнала случайна и распределена равномерно в интервале  $[0, 2\pi]$ . Тогда приемник для получения оценки максимального правдоподобия дальности цели, оптимальный для волны с плоским фронтом, вырабатывает функцию [4]

$$Y(R) = \left| \frac{2}{N_0} \int_0^T \int_V x(t, \vec{r}) \dot{U} \{ t - [2R - (\vec{r}\vec{R})/R]/c \} \exp \{ j\omega_0 [ t - \{2R - (\vec{r}\vec{R})/R\}/c ] \} dt d\vec{v} \right|, \quad (2)$$

где

$$x(t, \vec{r}) = \dot{s}(t, \vec{r}, \vec{R}_0) + n(t, \vec{r})$$

— принимаемая смесь сигнал/шум;  $R_0$  — истинное значение дальности. Оценка дальности  $\hat{R}_m$  определяется по положению абсолютного максимума функции (2).

Положим, что максимальное запаздывание огибающей по раскрытию приемной антенны намного меньше времени корреляции сигнала, т. е. сигнал (1) является пространственно-узкополосным. Тогда, подставляя в (2) принятую смесь сигнал/шум, имеем

$$Y(R) = | \dot{S}_1(R_0, R) e^{j\varphi} + N_1(R) |,$$

где

$$\dot{S}_1(R_0, R) = \frac{2q_0 E}{N_0 R_0^2} S_0 [2(R_0 - R)/c] \exp \left[ j \frac{2\omega_0}{c} (R_0 - R) \right] \dot{\Phi},$$

$$N_1(R) = \frac{2}{N_0} \int_0^T \int_V n(t, \vec{r}) \dot{U} \{ t - [2R - (\vec{r}\vec{R})/R]/c \} \exp \{ j\omega_0 [ t - \{2R - (\vec{r}\vec{R})/R\}/c ] \} dt d\vec{v}, \quad (3)$$

$$\dot{\Phi} = \int_V \frac{\rho_0}{R_0} \exp \left( j \frac{\omega_0}{c} [\rho_0 - R_0 + (\vec{r}\vec{R})/R] \right) d\vec{v}, \quad (4)$$

$$S_0(\tau) = \frac{1}{2E} \int_0^T \dot{U}(t) \dot{U}^*(t - \tau) dt, \quad E = \frac{1}{2} \int_0^T |\dot{U}(t)|^2 dt,$$

где  $E$  — энергия зондирующего сигнала;  $\rho_0 = \rho(\vec{r}, \vec{R}_0)$  — расстояние от истинного местоположения цели до точки антенны с координатой  $\vec{r}$ . Положим, что отношение сигнал/шум для принятого сигнала достаточно велико. Тогда выходной сигнал квазиоптимального приемника (2) можно представить в виде

$$Y(R) = S(R) + N(R).$$

где

$$S(R) = \sqrt{\dot{S}_1(R_0, R) \dot{S}_1^*(R_0, R)} = q_0 |\dot{S}(R_0, R)| \equiv q_0 G(R_0, R),$$

$$N(R) = \frac{1}{2} [e^{j\varphi - j\varphi_s(R_0, R)} \dot{N}_1(R) + e^{-j\varphi + j\varphi_s(R_0, R)} \dot{N}_1^*(R)],$$

$$\varphi_s(R_0, R) = \arg \left[ \frac{1}{2} \int_0^T \dot{U}^* \left( t - \frac{2R_0}{c} \right) \dot{U} \left( t - \frac{2R}{c} \right) dt \right].$$

Поскольку  $\dot{\Phi}$  (4) не зависит от  $R$ , то функция  $G(R_0, R)$  достигает максимума при  $R = R_0$ , т. е. оценка дальности  $\hat{R}_m$  несмещенная. Используя (3), (4), определяем дисперсию оценки дальности

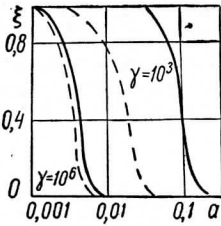


Рис. 1.

— среднеквадратичная ширина спектра сигнала;

$$D(\hat{R}_m) = \frac{c^2}{4z^2 \Omega^2}, \quad (5)$$

$$\Omega^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}'(t)|^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{U}(t)|^2 dt}$$

$$z^2 = \frac{2q_0^2 E |\dot{\Phi}|^2}{N_0 R_0^4 V}$$

— отношение сигнал/шум в квазиоптимальном приемнике;  $V = \int dv$  — объем (длина, площадь), занятый антенной.

Найдем потери точности в квазиоптимальном приемнике по сравнению с приемником, оптимальным для антенны с плоским круговым раскрытием радиуса  $L$ . Введем сферическую систему координат, начало которой совмещено с центром антенны, а экваториальная плоскость совпадает с плоскостью раскрытия антенны. Рассмотрим случай оценки дальности до цели, расположенной на полярной оси введенной системы координат. Обозначив, аналогично [2],  $\dot{\Psi}(R, R_0)$  — функцию неопределенности пространственно-временного сигнала (1), получаем дисперсию оценки дальности при оптимальной пространственно-временной обработке

$$D(R_m) = - \left[ z_0^2 \frac{d^2 |\dot{\Psi}(R, R_0)|}{dR^2} \right]_{R_0}^{-1}, \quad (6)$$

где  $z_0$  — отношение сигнал/шум в оптимальном приемнике. Рассматривая диапазон дальностей, в котором  $R$  значительно превосходит радиус антенны  $L$ , можно в (6) разложить  $\rho(\vec{r}, \vec{R})$  по степеням отношения  $|\vec{r}|/R$  и отбросить члены, содержащие отношение  $|\vec{r}|/R$  в степени, выше второй [2]. Тогда выражение для дисперсии оценки дальности при оптимальной пространственно-временной обработке в зоне Френеля переписывается как

$$D(R_m) = \frac{24c^2 (a^2 + 2)}{z_0^2 \Omega^2 (\gamma^2 a^4 + 192)}, \quad (7)$$

где  $a = L/R_0$  — нормированный радиус антенны;  $\gamma = \omega_0/\Omega$  — параметр, характеризующий степень узкополосности зондирующего сигнала. Отношение дисперсий оптимальной (7) и квазиоптимальной (5) оценок равно

$$\frac{D(R_m)}{D(\hat{R}_m)} = \xi = \frac{192}{\gamma^2 a^4 + 192} \sin^2 \left( \frac{\pi ab}{4} \right) / \left( \frac{\pi ab}{4} \right)^2.$$

Здесь  $b = 2L/\lambda$  — отношение максимального размера антенны к длине волны  $\lambda = 2\pi c/\omega_0$ . Зависимости  $\xi(a)$  нанесены на рис. 1 сплошными линиями для  $b = 10$  и пунктиром — для  $b = 100$ . Согласно рис. 1, проигрыш в точности оценки растет с увеличением  $\gamma$ ,  $a$  и  $b$ . Оптимальный приемник производит компенсацию различий в фазах сигналов, принятых в разных точках раскрытия приемной антенны, для их последующего когерентного сумми-



рования. Фаза сигнала, отраженного от цели, расположенной в зоне Френеля, квадратично зависит от координат раскрыва приемной антенны [2]. Однако приемник, рассчитанный на обработку сигналов с плоским волновым фронтом, компенсирует лишь фазовые «набеги», линейно зависящие от координат раскрыва. Таким образом, указанное ухудшение точности оценки объясняется недостаточной компенсацией фазовых различий сигналов, имеющих сферический фронт, приемником, оптимальным для сигналов с плоским фронтом. Кроме того, применение приемника (2) в зоне Френеля приводит к отказу от использования дополнительного источника информации о дальности цели — кривизны волнового фронта принимаемого сигнала. При этом проигрыш в точности может быть весьма значительным. Например, при  $\gamma = 10^\circ$ ,  $b = 100$  и  $a > 6 \cdot 10^{-3} R$  ( $R < 160 L$ ),  $\xi < 0,1$ , т. е. дисперсия оценки дальности в квазиоптимальном приемнике более чем в 10 раз превышает дисперсию оценки, получаемой при оптимальной пространственно-временной обработке сигналов.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ширман Я. Д. Разрешение и сжатие сигналов. М., «Советское радио», 1974.
2. Кремер И. Я., Понькин В. А. О потенциальной точности определения местоположения цели при пространственно-временной обработке сигналов в общем случае. — «Радиотехника и электроника», 1975, 20, № 6, стр. 1186.
3. Понькин В. А., Радзиевский В. Г. Об использовании голографического метода при оптимальной пространственно-временной обработке сигналов. — «Радиотехника и электроника», 1976, 21, № 4, стр. 864.
4. Фалькович С. Е. Оценка параметров сигнала, М., «Советское радио», 1970.

Поступило в редакцию  
23 IX 1976 г.,  
после переработки  
3 V 1977 г.

В. Т. ПЕРШИН, В. Г. БАСОВ, В. Н. СИНИЦА

УДК 621.374.55

## АНАЛИЗ СИСТЕМЫ СЖАТИЯ С ДИСКРЕТНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

При изготовлении структур встречно-штыревых преобразователей (ВШП) дисперсионных устройств на поверхностных акустических волнах (ПАВ), предназначенных для сжатия и пассивной генерации радиосигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), возникают технологические трудности при формировании и сжатии импульсов большой длительности с малой девиацией частоты, связанные с очень малым и точным изменением периода между штырями. Указанные трудности при изготовлении ВШП в значительной мере можно уменьшить, если использовать дискретную аппроксимацию [1] линейного закона изменения частоты заполнения, формируемого пассивным методом с помощью устройства на ПАВ радиоимпульса с последующим его сжатием в таком же устройстве. В этом случае структура ВШП выполняется набором групп штырей, в каждой из которых период между штырями постояен и изменяется от группы к группе на величину выбранного дискрета.

Целью исследования является расчет формы и параметров сжатого импульса в системе сжатия на ПАВ с дискретной ЧМ, а также анализ возможности подавления боковых лепестков путем аподизации преобразователя.

Радиоимпульс амплитуды  $U_{1m}$ , полученный пассивным методом с помощью устройства на ПАВ, представим состоящим из  $N$  дискретов с постоянной в пределах одного дискрета частотой заполнения. Поэтому частота внутриимпульсного заполнения изменяется от  $\omega_{\min} = \omega_0$  до  $\omega_{\max} = \omega_0 + (N - 1) \Delta\omega$ , где  $\Delta\omega$  — разность частот двух смежных дискретов, имеющих длительность  $\tau$  и период повторения  $T$ ;  $n = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1$ .

Прохождение радиоимпульса со ступенчатым изменением частоты внутриимпульсного заполнения через дисперсионный акустический фильтр можно рассматривать как возбуждение этого фильтра суммарным воздействием  $N$  радиоимпульсов, частоты которых отличаются на величину  $\Delta\omega$ , а начальные фазы одинаковы.