УДК 621.396

С. Б. КАЩЕЕВ

ОСОБЕННОСТИ СЕЛЕКЦИИ ЭХО-СИГНАЛОВ НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ В СИСТЕМАХ БЛИЖНЕЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Для максимизации отношения сигнал-шум в импульсных РЛС широко применяются гребенчатые фильтры [1]. Эти устройства при работе на фоне белых шумов создают на выходе отношение сигнал-шум, близкое к максимальному, т. е. являются оптимальными фильтрами. В то же время при работе на фоне небелых помех в некоторых случаях экспериментально наблюдали эффекты «размножения» спектра помех, что приводило к ухудшению отношения сигнал-помеха [2].

Рассмотрим воздействие случайной узкополосной помехи на гребенчатый фильтр, состоящий из селекторного каскада и узкополосного фильтра, согласованный с прямоугольной пачкой прямоугольных радиоимпульсов без внутриимпульсной модуляции. Центральная частота узкополосного фильтра ω_1, полоса $2\Delta\Omega = 2\pi/(M-1)T$ (1), где M — число импульсов в пачке; T — период следования импульсов.

Помеху зададим в виде энергетического спектра

$$W(\omega) = \begin{cases} N, & |\omega - \omega_2| \leqslant \Delta\omega; \\ 0, & |\omega - \omega_2| > \Delta\omega, \end{cases}$$

$$\Delta\omega \leqslant \pi/T. \qquad (2)$$

Здесь N — спектральная плотность мощности помехи; ω_2 — средняя частота помехи; $2\Delta\omega$ — ширина полосы помехи.

Амплитудный спектр последовательности видеоимпульсов единичной амплитуды запишем в следующем виде [3]:

$$F(\xi) = \tau_и \frac{\sin 0{,}5\xi\tau_и}{0{,}5\,\xi\tau_и} \sum_{k=-r}^{r} \cos k\xi T,$$

где $\tau_и$ — длительность одного импульса; $r=0{,}5\ (M-1)$.

Для определения энергетического спектра помехи на выходе селекторного каскада воспользуемся сверткой спектров. Тогда мощность помехи на выходе фильтра

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |K(\omega)|^2 \left[\frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} |F(\xi)|^2\, W(\omega-\xi)d\xi \right] d\omega.$$

Здесь $K(\omega)$ — АЧХ узкополосного фильтра,

$$K(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega-\omega_1| \leqslant \Delta\Omega; \\ 0, & |\omega-\omega_1| > \Delta\Omega. \end{cases}$$

Следовательно,

$$\sigma_1^2 = \int_{\omega_1-\Delta\Omega}^{\omega_1+\Delta\Omega} \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{\omega-\omega_2-\Delta\omega}^{\omega-\omega_2+\Delta\omega} N\ \tau_и^2 \frac{\sin^2 0{,}5\xi\tau_и}{(0{,}5\xi\tau_и)^2} [\sum_k \cos k\xi T]^2\, d\xi d\omega.$$

Учтем, что в реальных условиях $T \gg \tau_и$. Тогда $\frac{\sin^2 0{,}5\xi\tau_и}{(0{,}5\xi\tau_и)^2}$ в области интегрирования можно рассматривать как константу. После вычислений получим

$$\sigma_1^2 = \frac{N\tau_и^2\Delta\omega\Delta\Omega}{\pi^2} \frac{\sin^2 x}{x^2} \sum_{k_1=-r}^{r} \sum_{k_2=-r}^{r} \frac{\sin T\Delta\omega(k_1-k_2)}{T\Delta\omega\,(k_1-k_2)} \times$$
$$\times \cos T(\omega_1-\omega_2)(k_1-k_2) \frac{r \sin\,[0{,}5\pi\,(k_1-k_2)/r]}{0{,}5\pi\,(k_1-k_2)}, \qquad (3)$$

где
$$x = 0{,}5\,(\omega_1-\omega_2)\,\tau_и.$$

Анализ формулы (3) показывает, что мощность помехи на выходе гребенчатого фильтра нелинейно зависит от ширины полосы помехи и узкополосного фильтра, длины пачки импульсов, частотного разноса $(\omega_1-\omega_2)$. Рассмотрим частный случай, когда

$$\omega_2 = \omega_1 + n\frac{2\pi}{T}; \quad \Delta\omega = \pi/T. \qquad (4)$$

Здесь $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \ldots$

Следовательно,

$$\sigma_l^2 = \frac{N\tau_{\text{и}}^2 \Delta\omega \Delta\Omega M}{\pi^2} \frac{\sin^2 x}{x^2}. \qquad (5)$$

Рассмотрим воздействие на этот гребенчатый фильтр пачки прямоугольных радиоимпульсов, имеющей энергетический спектр

$$|F_{\text{р}}(\xi)|^2 = \left[\frac{\tau_{\text{и}}}{2} \frac{\sin 0{,}5(\xi - \omega_1)\tau_{\text{и}}}{0{,}5(\xi - \omega_1)\tau_{\text{и}}} \sum_{k=-r}^{r} \cos T(\xi - \omega_1)k\right]^2.$$

Мощность сигнала на выходе устройства

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_1 - \Delta\Omega}^{\omega_1 + \Delta\Omega} |F_{\text{р}}(\xi)|^2 d\xi.$$

После вычислений получаем

$$P_1 = \frac{\tau_{\text{и}}^2 \Delta\Omega}{(2\pi)^2} \sum_{k_1=-r}^{r} \sum_{k_2=-r}^{r} \frac{r \sin [0{,}5\pi (k_1 - k_2)/r]}{0{,}5\pi (k_1 - k_2)}. \qquad (6)$$

Проанализируем воздействие пачки прямоугольных радиоимпульсов на гребенчатый фильтр второго типа, состоящий из набора узкополосных фильтров на частотах $\omega_i = \omega_1 + i2\pi/T$, $i = 0, \pm 1, \pm 2, \ldots$ и сумматора. Полагаем, что фильтры имеют полосу, заданную выражением (1), а общее число фильтров $2Q-1$ [1], где $Q = T/\tau_{\text{и}}$.

Запишем мощность сигнала на выходе фильтра второго типа в следующем виде:

$$P_2 = \sum_{i=-Q+1}^{Q-1} \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_i - \Delta\Omega}^{\omega_i + \Delta\Omega} |F_{\text{р}}(\xi)|^2 d\xi =$$

$$= \frac{\tau_{\text{и}}^2 \Delta\Omega}{(2\pi)^2} \left[\sum_{k_1=-r}^{r} \sum_{k_2=-r}^{r} \frac{r \sin [0{,}5\pi (k_1 - k_2)/r]}{0{,}5\pi (k_1 - k_2)}\right] \sum_{i=-Q+1}^{Q-1} \frac{\sin^2 t}{t^2},$$

где $t = 0{,}5(\omega_i - \omega_1)\tau_{\text{и}}$.

При больших Q сумму можно заменить интегралом. Окончательно

$$P_2 = \frac{\tau_{\text{и}}^2 \Delta\Omega Q}{(2\pi)^2} \sum_{k_1=-r}^{r} \sum_{k_2=-r}^{r} \frac{r \sin [0{,}5\pi (k_1 - k_2)/r]}{0{,}5\pi (k_1 - k_2)}. \qquad (7)$$

Сравнение формул (6), (7) показывает, что мощность полезного сигнала в фильтре второго типа в Q раз больше, чем в фильтре первого типа, так как он «собирает» почти полную энергию пачки радиоимпульсов, а фильтр первого типа — лишь некоторую часть непосредственно около несущей частоты.

Рассмотрим воздействие узкополосной помехи на фильтр второго типа. Из условий (2), (4) следует, что помеха попадает лишь в один из узкополосных фильтров. При этом мощность ее на выходе устройства составит:

$$\sigma_2^2 = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{\omega_i - \Delta\Omega}^{\omega_i + \Delta\Omega} N\, d\omega = N\Delta\Omega/\pi. \tag{8}$$

Из сравнения выражений (5), (8) вытекает, что отношение сигнал-помеха на выходе гребенчатого фильтра зависит от его конкретной схемной реализации. Мощность помехи на выходе гребенчатого фильтра первого типа прямо пропорциональна ширине полосы помехи, числу импульсов в пачке и квадрату длительности импульсов, в то время как σ_2^2 от этих параметров не зависит. Следует отметить, что σ_1^2 равняется нулю только при условии $\sin x/x = 0$, а на выходе фильтра второго типа σ_2^2 будет равняться нулю при нахождении помехи между отдельными узкополосными фильтрами и при условии $|\omega_2 - \omega_1| > \pi/\tau_и$.

Известно [1], что мощность сигнала на выходе гребенчатого фильтра первого типа $P_{вых}$ при несовпадении принимаемого и селектирующего импульсов прямо пропорциональна квадрату коэффициента перекрытия. Учитывая это, вычислим $P_{вых}$ при облучении пространственно распределенной цели с размерами больше $l = 0{,}5\, c\tau_и$. Коэффициент перекрытия запишем в виде

$$k_п = \begin{cases} \dfrac{R - R_0 + l}{l}, & R \in [R_0 - l,\ R_0]; \\ 0, & |R - R_0| > l; \\ \dfrac{R_0 + l - R}{l}, & R \in (R_0,\ R_0 + l], \end{cases}$$

где R_0 — дальность, на которую установлен селектор; R — истинная дальность до цели.

Тогда

$$P_{вых}(R_0) = \int\limits_{R_0 - l}^{R_0} B\, \frac{(R - R_0 + l)^2}{l^2 R^4}\, R\theta dR + \int\limits_{R_0}^{R_0 + l} B\, \frac{(R_0 + l - R)^2}{l^2 R^4}\, R\theta dR.$$

Здесь θ — ширина диаграммы направленности приемопередающей антенны; B — некоторый коэффициент, учитывающий тактико-технические данные РЛС, свойства среды и цели.

В результате вычислений получим

$$P_{\text{вых}}(R_0) = \frac{B\theta}{l^2}\left[\ln\left(1+\frac{l}{R_0}\right) - \ln\left(1-\frac{l}{R_0}\right) - \frac{2l}{R_0}\right].$$

Обозначим

$$S_{\text{эф}}(R_0) = \frac{R_0^4}{l^2}\left[\ln\left(1+\frac{l}{R_0}\right) - \ln\left(1-\frac{l}{R_0}\right) - \frac{2l}{R_0}\right].$$

Тогда $P_{\text{вых}} = B\theta S_{\text{эф}}/R_0^4$.

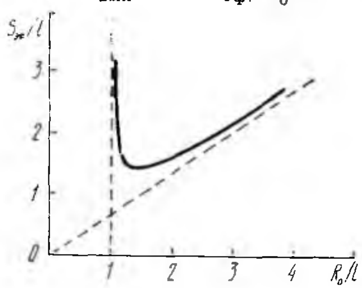

График $S_{\text{эф}}/l^2$ представлен на рисунке. Очевидно, необходимо учитывать истинное значение $S_{\text{эф}}$ при точных измерениях параметров пространственно распределенных целей (например, удельной поверхности рассеивания), особенно при работе на дальностях, сравнимых с длиной импульсного объема.

Список литературы: 1. *Лейхтер Л. Е.* Расчет гребенчатых фильтров — накопителей импульсных сигналов. — М.: Сов. радио, 1972. — 256 с. 2. *Кащеев С. Б., Моргун Г. М., Пикулик И. И.* К вопросу об особенностях стробирования в условиях небелых помех//Радиотехника. — 1984. — Вып. 71. — С. 22—25. 3. *Теория* электрорадиотехнических цепей/Под ред. Д. С. Колобкова. — Х.: Б. и., 1964. — 324 с.

Поступила в редколлегию 07.04.86