АНАЛИЗ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ РЛС С ПРИМЕНЕНИЕМ ДИСКРЕТНО-КОДИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ СИГНАЛОВ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ПОМЕХИ

Плёкин В.Я., Каменский И.В.

Московский авиационный институт (Государственный технический университет)
125871, Москва, ГСП, Волоколамское шоссе, 4, кафедра «Радиолокации и радионавигации»

Для повышения помехозащищенности РЛС необходимо использовать сигналы с большой базой (сложные сигналы). При этом применяемый радиолокационный сигнал должен обладать функцией неопределенности (ФН) "кнопочного" вида, т.е. обеспечивать высокую совместную разрешающую способность по задержке и доплеровской частоте и низкий уровень боковых лепестков в области пьедестала трехмерного тела ФН. В связи с этим в качестве зондирующих сигналов предлагается использовать дискретно-кодированные по частоте сигналы (ДКЧС) или составные ДКЧС (СДКЧС), а именно: последовательности ДКЧС (ПДКЧС) и дискретные составные частотные сигналы с частотной манипуляцией (ДСЧЧМ). Математическое описание, анализ ФН и рекомендации по выбору параметров ДКЧС и СДКЧС приведены соответственно в [1] и [2]. В данной работе проведен анализ помехозащищенности РЛС с применением дискретно-кодированных по частоте сигналов при воздействии сосредоточенной помехи (ССП) [3].

Для спектральной плотности мощности воздействующей помехи (СПМ) $N(\omega)$, средняя мощность помехи равна: $P_{\Pi} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\infty} N(\omega)d\omega = \int_0^{\infty} N(f)df$. Если интеграл имеет конечное решение, то помехи такого рода называются помехами с ограниченной мощностью (ПОМ). При воздействии ПОМ (P_{Π}= const), помехоустойчивость РЛС определяется не только энергией используемого сигнала, но и его структурой и некоторыми другими параметрами, наиболее важным из которых является база B. По своим частотно-временным свойствам ПОМ можно разделить на сосредоточенные, узкополосные, импульсные и структурные [3].

К сосредоточенным помехам (ССП) относятся такие, ширина спектра которых F_{Π} совпадает с шириной спектра используемого сигнала $F_{\text{С}}$ и помеха полностью перекрывает спектр сигнала.

Рассмотрим помехозащищенность РЛС при обработке ДКЧС и СДКЧС с использованием фильтров сжатия (ФС), обеспечивающих когерентное линейное накопление элементарных импульсов (элементов сигнала). Фильтр сжатия для ДКЧС (СДКЧС) представляет набор полосовых фильтров, выходные сигналы которых задерживаются в соответствии с частотно-временной матрицей сигнала и суммируются с учетом начальной фазы элементарных импульсов. Каждый полосовой фильтр согласован с отдельным элементом сигнала: радиоимпульсом с частотой заполнения f_n и имеет полосу пропускания $\Delta f_{\Pi\Phi}$ равную $2/T$, где T – длительность элементарного радиоимпульса.

Определим накопленное отношение сигнал / помеха на выходе ФС ДКЧС (СДКЧС). Обозначим через y_m напряжение на выходе элементного согласованного фильтра с номером m, которое равно сумме сигнальной U_m и помеховой составляющих ξ_m: $y_m = U_m + \xi_m$. Положим, что среднее значение помехи $\mathrm{M}[\xi_m] = 0$, а ее дисперсия $\mathrm{D}[\xi_m] = \sigma_m^2$. Тогда $\mathrm{M}[y_m] = U_m$, а $\mathrm{D}[y_m] = \sigma_m^2$. При линейном накоплении на выходе сумматора имеем:

$$Y = \sum_{m=1}^{N_{\text{Э}}} y_m = U + \xi ,$$

где $N_{\text{Э}}$ – количество накапливаемых элементов сигнала, $U = \sum_{m=1}^{N_{\text{Э}}} U_m$, $\xi = \sum_{m=1}^{N_{\text{Э}}} \xi_m$, $\mathrm{M}[Y] = U$, $\mathrm{D}[Y] = \sum_{m=1}^{N_{\text{Э}}} \sigma_m^2 = \sigma^2$, последнее справедливо при статистической независимости случайных величин ξ_m. Тогда отношение сигнал / помеха на выходе линейного когерентного накопителя равно:

$$q_{\text{ВЫХ}} = \frac{U^2}{\sigma^2} = \left(\sum_{v=1}^{N_{\text{Э}}} U_m\right)^2 \Bigg/ \sum_{v=1}^{N_{\text{Э}}} \sigma_m^2 . \qquad (1)$$

Максимум сигнальной составляющей на выходе элементарного согласованного фильтра:

$$U_m = \sqrt{E_{\text{С}0} \cdot H_{\Phi}} ,$$

где $E_{C0} = P_C T$ – энергия элемента сигнала, $H_Ф$ – постоянная фильтра, P_C – мощность сигнала на входе ФС. Положим, что элементный согласованный фильтр имеет постоянный в полосе пропускания $\Delta f_{ПФ}$ модуль коэффициента передачи K_0 и СПМ помехи $N(f) = N_{Пm}$. Тогда:

$$H_Ф = 2K_0^2 \cdot \Delta f_{ПФ},$$

т.е. $U_m = K_0\sqrt{2P_C T \cdot \Delta f_{ПФ}}$, а мощность помехи на выходе элементного согласованного фильтра равна $P_{Пm} = N_{Пm}K_0^2 \cdot \Delta f_{ПФ} = \sigma_m^2$, где $N_{Пm}$ – СПМ помехи в полосе m-го элемента сигнала [3]. Таким образом, формула (1) принимает вид:

$$q_{ВЫХ} = \frac{\left(N_Э K_0\sqrt{2P_C T \cdot \Delta f_{ПФ}}\right)^2}{K_0^2 \cdot \Delta f_{ПФ} \cdot \sum\limits_{m=1}^{N_Э} N_{Пm}} = \frac{N_Э^2 \cdot 2P_C T}{\sum\limits_{m=1}^{N_Э} N_{Пm}}. \quad (2)$$

Вычислим $q_{ВЫХ}$ при действии сосредоточенной помехи с равномерным спектром. Если ССП является нормальным случайным процессом с равномерной СПМ в пределах полосы частот ДКЧС или СДКЧС F_C, зная мощность ПОМ $P_П$, СПМ в полосе каждого согласованного элементного фильтра будут одинаковыми и равными: $N_{Пm} = P_П/F_C$.

Полоса частот F_C для ДКЧС и СДКЧС зависит от значения масштабного коэффициента полосы $M = \Delta f T$, где Δf – шаг сетки синтезатора частот. В случае ДСЧЧМ F_C зависит также от масштабного коэффициента поднесущих частот $M_П$. Параметры M и $M_П$ для обеспечения компромисса между разрешающей способностью по задержке и уровнем боковых лепестков ФН рекомендуется выбирать равными единице [1, 2]. Тогда в соответствии с (2), $q_{ВЫХ}$ примет вид:

- для случая ДКЧС при M=1 ($F_C = (N+1)\Delta f$, $N_Э = N$):

$$q_{ВЫХ} = \frac{N^2 \cdot 2P_C T \cdot (N+1)\Delta f}{N \cdot P_П} = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2N(N+1) \cdot \Delta f T = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2N(N+1); \quad (3)$$

- для случая ПДКЧС при M=1 ($F_C = (N+1)\Delta f$, $N_Э = LN$):

$$q_{ВЫХ} = \frac{L^2 N^2 \cdot 2P_C T \cdot (N+1)\Delta f}{LN \cdot P_П} = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2LN(N+1) \cdot \Delta f T = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2LN(N+1); \quad (4)$$

- для случая ДСЧЧМ при $M = M_П$=1 ($F_C = (LN+1)\Delta f$, $N_Э = LN$):

$$q_{ВЫХ} = \frac{L^2 N^2 \cdot 2P_C T \cdot (LN+1)\Delta f}{LN \cdot P_П} = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2LN(LN+1) \cdot \Delta f T = \frac{P_C}{P_П} \cdot 2LN(LN+1); \quad (5)$$

где N – размерность ДКЧС, а L – количество ДКЧС, составляющих ПДКЧС или ДСЧЧМ.

Таким образом, использование ДКЧС размерности N в присутствии ССП с равномерным спектром улучшает отношение сигнал / помеха на выходе ФС в $2N(N+1)$ раз, ПДКЧС – в $2LN(N+1)$ раз, а применение ДСЧЧМ – в $2LN(LN+1)$ раз (при выборе рекомендованных значений $M = M_П$=1). По формулам (3), (4) и (5) для ДКЧС, ПДКЧС и ДСЧЧМ соответственно, рассчитаны графики зависимости $q_{ВЫХ}$ от отношения $P_C/P_П$ на входе ФС при N =20, L =5 (рис. 1) и от размерности L СДКЧС при $P_C/P_П$ =-30 дБ и N =20 (рис. 2).

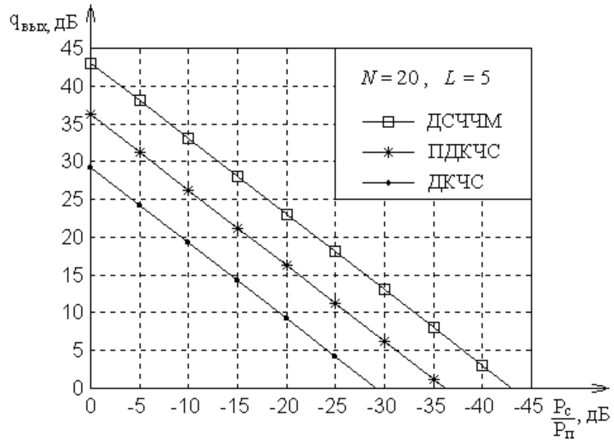

Рис. 1.

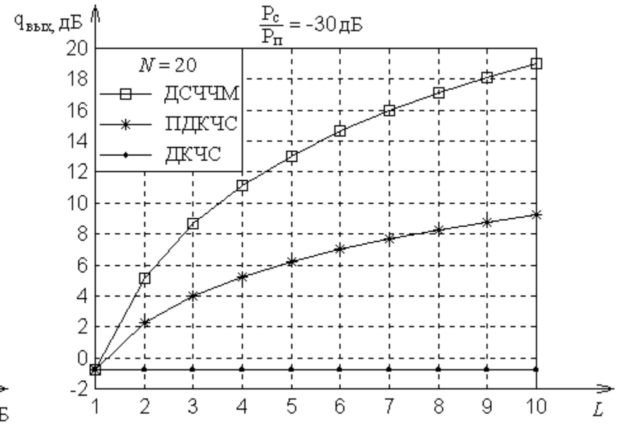

Рис. 2.

В соответствии с полученными графиками можно сделать вывод о целесообразности использования ДСЧЧМ и ПДКЧС для достижения требуемого отношения сигнал / помеха на выходе ФС при фиксированной размерности *N*. При этом размерность СДКЧС *L* выбирается, исходя из необходимого подавления воздействующей ССП.

Таким образом, проведенный анализ помехозащищенности РЛС с применением дискретно-кодированных по частоте сигналов при воздействии сосредоточенной помехи показал, что при размерности ДКЧС *N*=20 достигается выигрыш в отношении сигнал / помеха на выходе фильтра сжатия около 30 дБ, а для ПДКЧС и ДСЧЧМ при той же размерности *N* и *L*=5 выигрыш составляет 37 дБ и 43 дБ соответственно. Кроме того, показано, что с ростом количества ДКЧС *L*, входящих в СДКЧС при фиксированном *N*, наибольший выигрыш в отношении сигнал / помеха обеспечивает ДСЧЧМ. На основании полученных результатов можно сделать вывод о том, что с ростом размерностей *N* и *L* дискретно-кодированных по частоте сигналов выигрыш в отношении сигнал /помеха будет возрастать.

Литература

1. Плёкин В.Я., Каменский И.В. Свойства функции неопределенности дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса. // Радиоэлектроника. – 2001. – № 5. – С. 59-69. (Изв. высш. учеб. заведений.).
2. Плёкин В.Я., Каменский И.В. Свойства функции неопределенности составных дискретно-кодированных по частоте сигналов. // Радиоэлектроника. – 2001. – № 8. – С. 57-66. (Изв. высш. учеб. заведений.).
3. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Сов. Радио, 1978. – 304 с.

ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY OF A RADAR WITH APPLICATION OF FREQUENCY HOPPING DISCRETELY-CODING SIGNALS AT ACTION OF THE CONCENTRATED INTERFERENCE

Plekin V., Kamensky I.

Moscow Aviation Institute (State Technical University)
125871, Moscow, Volokolamskoye highway, 4, Faculty "Radiolocation and radionavigation"

For boosting noise immunity of a RADAR it is necessary to use signals with large base (complex signals). Thus the used radar signal should have "needle" character ambiguity function (AF), i.e. ensure high joint resolution capability on a delay and Doppler frequency and low minor-lobe level in the field of a pedestal of a three-dimensional skew field AF. In this connection as probing signals it is offered to use frequency hopping discretely-coding signals (FHDCS) or composite FHDCS (CFHDCS), namely: sequences FHDCS (SFHDCS) and discrete composite frequency signals with a frequency shift keying (DCFFK). Mathematical exposition, AF analysis and the recommendations at the choice of parameters FHDCS and CFHDCS are given accordingly in [1] and [2]. In the given article the analysis of noise immunity of a RADAR with application of frequency hopping discretely-coding signals is carried out at action of the concentrated interference [3].

Such concern to the concentrated interferences, width of which spectrum F_I coincides width of a spectrum of a used signal F_S and the interference completely overlaps a spectrum of a signal.

The noise immunity of a RADAR is considered at processing FHDCS and CFHDCS with use of filters of compression ensuring coherent linear accumulation of elementary pulses (signal elements).

The carried out analysis of noise immunity of a RADAR with application of frequency hopping discretely-coding signals at action of the concentrated interference has shown, that at dimension FHDCS N=20 the prize in the signal / interference ratio on an output of the filter of compression about 30 dB is reached, and for SFHDCS and DCFFK at the same dimension N and L=5 the prize makes 37 dB and 43 dB accordingly. Besides is shown, that with growth of quantity FHDCS L, included in CFHDCS at fixed N, greatest prize in the signal / interference ratio ensures DCFFK. On the basis of the obtained results it is possible to make a lead-out that with growth of dimensions N and L of frequency hopping discretely-coding signals a prize in the signal / interference ratio will increase.

Bibliography

1. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Svoystva funktsii neopredelennosti diskretno-kodirovannyh po chastote signalov Kostasa. // Radioelektronika. – 2001. – № 5. – P. 59-69. (Izv. Vyssh. Ucheb. Zavedeniy.).
2. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Svoystva funktsii neopredelennosti sostavnyh diskretno-kodirovannyh po chastote signalov. // Radioelektronika. – 2001. – № 8. – P. 57-66. (Izv. Vyssh. Ucheb. Zavedeniy.).
3. Varakin L.E. Teoriya sistem signalov. – M.: Sov. Radio, 1978. – 304 p.