

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

С широким применением на практике цифровых методов формирования и обработки радиолокационных сигналов получили развитие вопросы синтеза и анализа возможности использования дискретно-кодированных сигналов (ДКС) [1]. Для удовлетворения высоких требований, предъявляемых к современным РЛС по совместной разрешающей способности по задержке и частоте и уровню боковых лепестков (УБЛ), необходимо использовать ДКС больших размерностей, что приводит к увеличению сложности технической реализации устройств их формирования и обработки. Одним из способов решения этой проблемы является использование систем дискретно-кодированных сигналов (СДКС). В данной работе получено выражение для функции неопределенности (ФН) СДКС, представляющей собой периодическую последовательность L различных ДКС одинаковой размерности N и проведено исследование свойств ФН для системы дискретно-кодированных по частоте сигналов (СДКЧС).

Математическое описание рассматриваемой СДКС имеет вид [2]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} \exp[j2\pi(f_0 + f_{nm})(t - mT_n - nT) + j\varphi_{nm}], \quad (1)$$

где f_0 – несущая частота; T_n – период следования ДКС в СДКС; T – длительность элементарного импульса с амплитудой a_{nm} , частотой заполнения $f_0 + f_{nm}$ и начальной фазой φ_{nm} .

Функция неопределенности сигнала с комплексной огибающей $u(t)$ определяется как

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} u^*(t) u(t - \tau) \exp(j2\pi\nu t) dt \right|, \quad (2)$$

где E – полная энергия сигнала с комплексной огибающей $u(t)$, $u^*(t)$ – величина, сопряженная с $u(t)$, τ – время запаздывания и ν – доплеровское смещение частоты принятого сигнала. Комплексная огибающая системы ДКС (1) имеет следующий вид:

$$u(t) = \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,m} \exp[j2\pi f_{n,m}(t - mT_n - nT) + j\varphi_{n,m}].$$

Для оптимизации времени вычисления ФН СДКС представим τ в виде суммы дискретных и непрерывной составляющих: $\tau = lT_n + kT + \delta$, где $l=0,1,\dots,L-1$; $k=0,1,\dots,D-1$ и $\delta \in [0, T)$.

D равно целой части отношения T_n / T . Для упрощения аналитических выражений и удобства вычислений будем считать T_n кратным T и введем нормированную задержку сигнала $x = \tau / T$ и нормированную частоту $y = \nu T$ [2,3]. Тогда: $x = (lT_n + kT + \delta) / T = lD + k + \hat{x}$, где $D = T_n / T$, а $\hat{x} = \delta / T$, т. е. $\hat{x} \in [0,1)$.

В соответствии с введенными обозначениями, после проведения ряда преобразований на основе вычисления автокорреляционного интеграла (2), итоговое аналитическое выражение для ФН СДКС можно представить в следующем, удобном для анализа, виде:

$$\chi(x, y) = \chi_1(x, y) + \chi_2(x, y), \quad (3)$$

где

$$\begin{aligned} \chi_1(x, y) = & Z \cdot \sum_{s=0}^{L-1-l} \left\{ (1-\hat{x}) \sum_{r=0}^{N-1-k} a_{l+s,k+r} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} + y)(1-\hat{x}))}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} + y)(1-\hat{x})} \exp[j\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} - \right. \\ & - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r) + 1 + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r})] + \\ & + \hat{x} \sum_{r=0}^{N-2-k} a_{l+s,k+r+1} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r+1})\hat{x} + \\ & \left. + y(2(l+s)D + 2(k+r+1) + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r+1})] \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \chi_2(x, y) = & Z \cdot \sum_{s=0}^{L-2-l} \left\{ \hat{x} \sum_{r=0}^{N+k-D} a_{l+s+1,r} a_{s,D-k-1+r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,D-k-1+r} - \theta_{l+s+1,r} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,D-k-1+r} - \theta_{l+s+1,r} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,D-k-1+r} - \right. \\ & - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r) + 1 + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r})] + \\ & \left. + (1-\hat{x}) \sum_{r=0}^{N+k-D-1} a_{l+s,k+r+1} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r+1})\hat{x} + \right. \end{aligned}$$

$$+ y(2(l+s)D + 2(k+r+1) + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r+1}) \} ; Z = \left(\sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} a_{s,r}^2 \right)^{-1} ;$$

$\theta_{s,r} = f_{s,r}T$ – нормированная частота заполнения элементарного импульса с индексами s, r .

Полученное соотношение (3) позволяет осуществлять аналитическое исследование и расчет ФН СДКС с кодированием как одного, так и нескольких параметров сигнала. Для системы дискретно-кодированных по частоте сигналов амплитуды элементарных импульсов $a_{s,r}$ постоянны и приняты равными единице, следовательно, $Z=1/(LN)$.

Для анализа разрешающей способности ФН СДКЧС по частоте и задержке исследуем вид функции неопределенности в сечениях при нулевой задержке ($x=0$) и нулевом доплеровском сдвиге отраженного сигнала ($y=0$).

В сечении при нулевой задержке $x=0$, следовательно, l, k и \hat{x} тоже равны нулю. Тогда, в соответствии с (3), $\chi_2(0, y) = 0$ и выражение для ФН СДКЧС при $x=0$ принимает вид:

$$\chi(0, y) = \frac{1}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} \frac{\sin(\pi y)}{\pi y} \exp[j\pi y(2sD + 2r + 1)]. \quad (4)$$

Используя соотношение:

$$\sum_{r=0}^{N-1} e^{jmr} = e^{j(N-1)m/2} \cdot \frac{\sin(Nm/2)}{\sin(m/2)}, \quad (5)$$

формула (4) сводится к виду:

$$\chi(0, y) = \frac{\sin(\pi LDy) \cdot \sin(\pi Ny)}{L \sin(\pi Dy) \cdot \pi Ny} \exp[j\pi y(N + (L-1)D)];$$

$$|\chi(0, y)| = \left| \frac{\sin(\pi LDy) \cdot \sin(\pi Ny)}{L \sin(\pi Dy) \cdot \pi Ny} \right| = \left| \frac{\sin(\pi LDy)}{L \sin(\pi Dy)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi Ny)}{\pi Ny} \right|. \quad (6)$$

Первый множитель в полученном выражении для сечения ФН СДКЧС представляет собой периодическую функцию с максимальными боковыми лепестками равными единице в точках, где $\sin(\pi Dy) = 0$, то есть при $y_{max} = m_1/D$, и нулевыми значениями в точках, где $\sin(\pi LDy) = 0$, то есть при $y = m_2/(LD)$, m_1 и m_2 целые числа. Второй множитель в полученном выражении для сечения ФН СДКЧС представляет собой модуль функции $\text{sinc}(\pi Ny)$, уровень боковых лепестков которой не зависит от аргумента. Учитывая, что период следования сигналов в системе должен быть не менее длительности дискретно-кодированных по частоте сигналов (ДКЧС) составляющих систему ($D \geq N$), можно утверждать, что, при D не кратном N , внутри каждого бокового лепестка функции $\text{sinc}(\dots)$ будет находиться $\lfloor N/D \rfloor$ (целая часть отношения) пиков ФН с нормированной амплитудой равной значению функции $\text{sinc}(\pi Ny_{max})$. Выбор D кратным N позволяет уменьшить на единицу число "вредных" пиков в точках y_{max} внутри боковых лепестков функции $\text{sinc}(\dots)$ за счет совпадения последнего пика с ее нулем. На Рис. 1. показано сечение ФН СДКЧС при нулевой задержке для случая $D=2N$ ($N=9, L=4$). Выбор такого периода не дает перекрытия во временной области соседних ДКЧС в системе и образует только один пик внутри каждого бокового лепестка функции $\text{sinc}(\dots)$. Точками на рисунке обозначена периодическая кривая, соответствующая первому множителю в (6), пунктирной линией функция $|\text{sinc}(\pi Ny)|$, а сплошной линией результат перемножения этих функций, определяющий сечение ФН СДКЧС при $x=0$ (6).

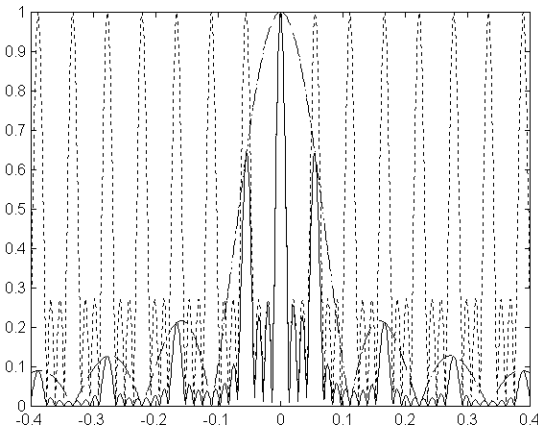


Рис. 1. $|\chi(0, y)|$ при $D=2N, N=9, L=4$.

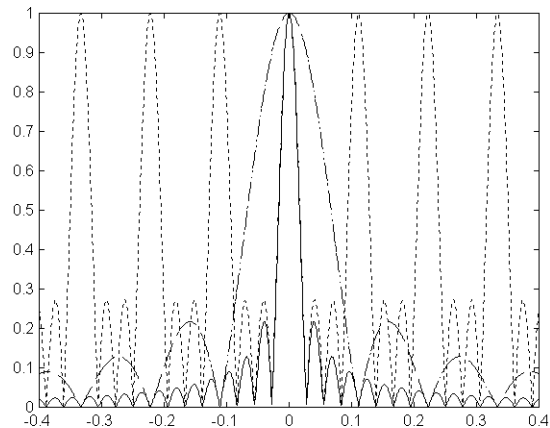


Рис. 2. $|\chi(0, y)|$ при $D=N, N=9, L=4$.

Из рис. 1. видно, что разрешающая способность по частоте и УБЛ полученного сечения близки к функции $|\text{sinc}(\pi Ny)|$, которая соответствует сечению ФН ДКЧС размерностью N при $x=0$. Для повышения разрешающей способности по частоте необходимо снизить уровни боковых пиков, образованных первым множителем в (6), внутри главного лепестка функции $|\text{sinc}(\pi Ny)|$. Это может быть достигнуто использованием периода повторения D близкого к N . Оптимальным в этом смысле, в соответствии с выражением (6), является случай, когда $D=N$. Из рис. 2 следует, что при выборе $D=N$ разрешающая способность по частоте повысилась и уровень нежелательных пиков внутри главного лепестка снизился до предельного значения, соответствующего функции $|\text{sinc}(\pi LNy)|$. В этом случае СДКЧС соответствует ДКЧС размерностью LN [3].

1. Разрешающую способность СДКЧС по задержке найдем из анализа сечения ФН при $y=0$ в области центрального максимума, то есть при $l=k=0$. Для этих значений параметров ФН СДКЧС (3) при $D>N$ имеет вид:

$$\chi(x,0) = \frac{1-\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} \exp[-j2\pi\theta_{s,r}\hat{x}] + \frac{\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-2} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{s,r+1})\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{s,r+1})\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{s,r+1})\hat{x}) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{s,r+1})], \quad (7)$$

а при $D=N$:

$$\chi(x,0) = \frac{1-\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} \exp[-j2\pi\theta_{s,r}\hat{x}] + \frac{\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-2} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{s,r+1})\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{s,r+1})\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{s,r+1})\hat{x}) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{s,r+1})] + \frac{\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-2} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,N-1} - \theta_{s+1,0})\hat{x})}{\pi(\theta_{s,N-1} - \theta_{s+1,0})\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,N-1} - (\theta_{s,N-1} + \theta_{s+1,0})\hat{x}) + j(\varphi_{s,N-1} - \varphi_{s+1,0})]. \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8) основной вклад в сечение ФН СДКЧС при x близких к нулю вносят первые слагаемые. Поскольку эти слагаемые имеют одинаковый вид, то разрешающие способности по задержке для СДКЧС с $D>N$ и с $D=N$ будут примерно равны. Оценим значение разрешающей способности, преобразуя первое слагаемое формул (7), (8) с помощью соотношения (5), и, учитывая, что код частоты СДКЧС $\{\theta_{s,r}\}$ для каждого s -го ДКЧС представляет собой перестановку из N элементов и, следовательно, содержит все целые числа от 1 до N :

$$\chi(x,0) \approx \frac{1-\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} \exp[-j2\pi\theta_{s,r}\hat{x}] = (1-\hat{x}) \frac{\sin(\pi N\hat{x})}{N \sin(\pi\hat{x})} \exp[-j\pi\hat{x}(N+1)]. \quad (9)$$

Формула (9) соответствует выражению, полученному в [3] для разрешающей способности по задержке для ДКЧС размерности N . В качестве примера и иллюстрации полученных результатов, на рис. 3. представлены сечения ФН СДКЧС из четырех различных ДКЧС Костаса размерностью $N=9$ [2], полученные для $D=2N$ по формуле (7) (обозначено пунктирной линией) и для $D=N$ по формуле (8) (обозначено сплошной линией). На рис.4. представлено сечение ФН в области центрального максимума для ДКЧС Костаса размерностью $N=9$ [3]. По оси ординат оба графика построены в логарифмическом масштабе.

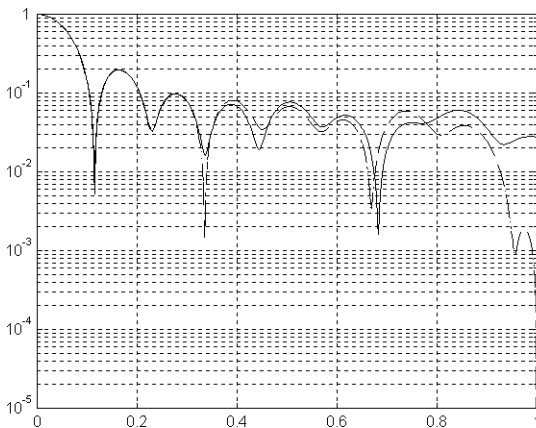


Рис. 3. $|\chi(x,0)|$ СДКЧС при $N=9, L=4$.

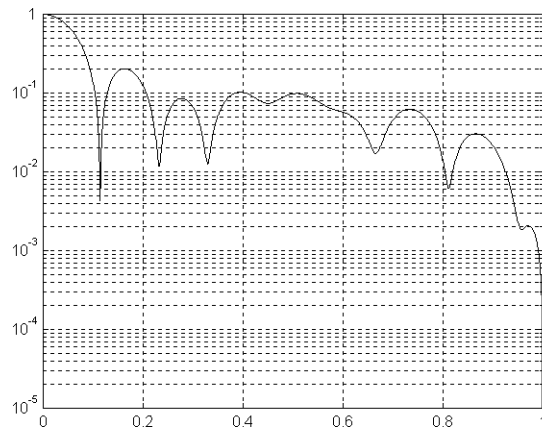


Рис. 4. $|\chi(x,0)|$ ДКЧС при $N=9$.

Из сравнения рис.3 и 4 видно, что при переходе от ДКЧС размерности N к СДКЧС из L различных ДКЧС размерностью N разрешающая способность по задержке остается на уровне ДКЧС. Уровень боковых лепестков на всем сечении ФН СДКЧС при $y=0$, в соответствии с (3), зависит от кода частоты $\{\theta_{s,r}\}$ для каждого s -го ДКЧС, образующего систему.

Таким образом, для класса рассматриваемых систем ДКС получена в общем виде формула функции неопределенности (3), на основе которой проведен анализ разрешающих способностей СДКЧС по задержке и частоте и УБЛ в сечениях при нулевой задержке и нулевом доплеровском сдвиге частоты принятого сигнала. Показано, что при использовании периода следования ДКЧС в СДКЧС $D=N$ достигается УБЛ в сечении при нулевой задержке и разрешающая способность по частоте, соответствующие ДКЧС размерностью LN , при сохранении разрешающей способности по задержке на уровне ДКЧС размерностью N . Кроме того, применение систем ДКС позволяет повысить скрытность работы РЛС по сравнению с использованием отдельного ДКС за счет роста числа сигналов в системе [2]. Системы ДКС позволяют также повысить энергетические характеристики и снизить сложность технической реализации устройств формирования и обработки радиолокационного сигнала.

Литература

1. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д., Иванова В.Е., Матвиенко Н.И., Усов Д.Ю. Техническое обеспечение цифровой обработки сигналов. Справочник. – СПб.: "Форт", 2000. – 752 с.
2. Плёкин В.Я., Каменский И.В. Анализ возможности использования систем дискретно-кодированных сигналов в задачах обнаружения и оценивания параметров радиолокационных сигналов. // Сборник трудов 2-й Международной конференции "Цифровая обработка сигналов и её применения". 1999. 21-24 сентября. С. 130 – 135.
3. Плёкин В.Я., Каменский И.В. Свойства функции неопределенности дискретно-кодированных по частоте сигналов Костаса. // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. 2000 (в печати).



ANALYSIS OF AMBIGUITY FUNCTION OF SYSTEMS OF DIGITAL-CODING SIGNALS

Plekin V.Y., Kamensky I.V.

Moscow State Aviation Institute (Technical University)

125871, Moscow, Volokolamskoye highway, 4, Faculty "Radiolocation and radio navigation"

With broad application in practice of digital methods of shaping and the handlings of radar signals have received development problems of synthesis and analysis of possibility of using of digital-coding signals (DCS) [1]. For sufficing the high requirements showed to modern radar's on a joint resolving power on a delay and frequency and level of sidelobes (LSL), it is necessary to use DCS of large dimensions, that reduces in magnification of complexity of engineering realization of devices of their shaping and handling. One of modes of a solution of this problem is using of systems of digital-coding signals (SDCS). In the given activity the expression for ambiguity function (AF) SDCS has been obtained, representing periodic sequence L various DCS of identical dimension N and analysing properties AF for a systems of time-frequency hop coding signals (STFHCS) has been carried out. The mathematical exposition considered SDCS looks like [2]:

$$s(t) = \operatorname{Re} \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{nm} \exp[j2\pi(f_0 + f_{nm})(t - mT_n - nT) + j\varphi_{nm}], \quad (1)$$

where f_0 – carrier frequency; T_n – period of following DCS in SDCS; T – duration of elementary impulse with amplitude a_{nm} , frequency of filling $f_0 + f_{nm}$ and initial phase φ_{nm} .

The ambiguity function of a signal from a complex envelope $u(t)$ is determined as

$$|\chi(\tau, \nu)| = \left| \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{+\infty} u^*(t) u(t - \tau) \exp(j2\pi\nu t) dt \right|, \quad (2)$$

where E – full energy of a signal with a complex envelope $u(t)$, $u^*(t)$ – magnitude conjugate with $u(t)$, τ – delay time and ν – Doppler displacement of frequency of the received signal. The complex envelope of a system of DCS (1) has the following aspect:

$$u(t) = \sum_{m=0}^{L-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{n,m} \exp[j2\pi f_{n,m}(t - mT_n - nT) + j\varphi_{n,m}].$$

The outcome of an evaluation of an autocorrelated integral (2) for the case of SDCS (1) can be presented in the following convenient for the analysis aspect:

$$\chi(x, y) = \chi_1(x, y) + \chi_2(x, y), \quad (3)$$

where $x = \tau / T$ – normalized signal delay submitted as the sum of discrete and continuous components: $x = lD + k + \hat{x}$, where $l=0,1,\dots,L-1$; $k=0,1,\dots,D-1$, $\hat{x} \in [0,1)$ and D is equal to the integer part of the ration T_n / T ;

$y = \nu T$ – normalized Doppler signal frequency;

$$\chi_1(x, y) = Z \cdot \sum_{s=0}^{L-1-l} \left\{ (1-\hat{x}) \sum_{r=0}^{N-1-k} a_{l+s,k+r} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} + y)(1-\hat{x}))}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} + y)(1-\hat{x})} \exp[j\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r) + 1 + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r})] + \right. \\ \left. + \hat{x} \sum_{r=0}^{N-2-k} a_{l+s,k+r+1} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r+1})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r+1) + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r+1})] \right\};$$

$$\chi_2(x, y) = Z \cdot \sum_{s=0}^{L-2-l} \left\{ \hat{x} \sum_{r=0}^{N+k-D} a_{l+s+1,r} a_{s,D-k-1+r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,D-k-1+r} - \theta_{l+s+1,r} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,D-k-1+r} - \theta_{l+s+1,r} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,D-k-1+r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r) + 1 + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r})] + \right. \\ \left. + (1-\hat{x}) \sum_{r=0}^{N+k-D-1} a_{l+s,k+r+1} a_{s,r} \frac{\sin(\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x})}{\pi(\theta_{s,r} - \theta_{l+s,k+r+1} + y)\hat{x}} \exp[j\pi(2\theta_{s,r} - (\theta_{s,r} + \theta_{l+s,k+r+1})\hat{x} + y(2(l+s)D + 2(k+r+1) + \hat{x})) + j(\varphi_{s,r} - \varphi_{l+s,k+r+1})] \right\}; Z = \left(\sum_{s=0}^{M-1} \sum_{r=0}^{N-1} a_{rs}^2 \right)^{-1};$$

$\theta_{s,r} = f_{s,r} T$ – normalized frequency of filling of elementary impulse with indexes s, r .

The obtained relation (3) allows to realize analytical research and calculation of AF of SDCS with encoding both one, and several parameters of a signal. For STFHCS amplitudes of elementary impulses $a_{s,r}$ are constant and received equal to unit, hence, $Z=1/(LN)$.

For the analysis of a resolution capability of AF STFHCS on frequency and delay we shall receive from (3) expressions for ambiguity function in cuts at a zero delay ($x=0$) and zero Doppler shift of an echo ($y=0$) in neighbourhood of a central maximum.

In cut at a zero delay $x=0$ ($l = k = \hat{x} = 0$) the expression for AF STFHCS accepts an aspect:

$$|\chi(0, y)| = \left| \frac{\sin(\pi LDy) \cdot \sin(\pi Ny)}{L \sin(\pi Dy) \cdot \pi Ny} \right| = \left| \frac{\sin(\pi LDy)}{L \sin(\pi Dy)} \right| \cdot \left| \frac{\sin(\pi Ny)}{\pi Ny} \right|. \quad (4)$$

According to expression (4), by selection $D=N$ the resolution capability on frequency is boosted, and the level of unwanted peaks inside a main lobe is reduced up to a limiting value appropriating the function $|\text{sinc}(\pi LNy)|$. In this case STFHCS corresponds with a time-frequency hop coding signal (TFHCS) by dimension LN [3].

In cut at zero Doppler frequency $y=0$ in neighbourhood of a central maximum ($l = k = 0$) the expression for AF STFHCS accepts an aspect:

$$\chi(x, 0) \approx \frac{1-\hat{x}}{LN} \sum_{s=0}^{L-1} \sum_{r=0}^{N-1} \exp[-j2\pi\theta_{s,r}\hat{x}] = (1-\hat{x}) \frac{\sin(\pi N\hat{x})}{N \sin(\pi\hat{x})} \exp[-j\pi\hat{x}(N+1)]. \quad (5)$$

The formula (5) corresponds to expression obtained in [3] for a resolution capability on a delay for TFHCS of dimension N . LSL on all cut of AF STFHCS at $y=0$, according to (3), depends on a code of frequency $\{\theta_{s,r}\}$ for everyone s -th TFHCS, forming a system.

Thus, for a class of considered systems of DCS the formula of ambiguity function (3) is obtained in a general view, on which basis the analysis of resolution capabilities of STFHCS on a delay and frequency and LSL in cuts has been carried out at a zero delay and zero Doppler shift of frequency of the received signal. It is detected, that by use of the period of following TFHCS in STFHCS $D=N$ is reached LSL in cut at a zero delay and resolution capability on frequency appropriating TFHCS by dimension LN , by preservation of a resolution capability on a delay at a level of TFHCS by dimension N . Besides the application of systems of DCS allows to boost emission security of radar in comparison with use separate DCS at the expense of increase of number of signals in a system [2]. The systems of DCS also allow to boost power performances and to lower complexity of engineering realization of shapers and handling of a radar signal.

Bibliography

1. Kupriyanov M.S., Matyushkin B.D., Ivanova V.E., Matvienko N.I., Usov D.Y. Tekhnicheskoye obespecheniye tzifrovoj obrabotki signalov. Spravochnik. – SPb.: "Fort", 2000. – 752 p.
2. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Analysis of possibility using of systems of digital-coding signals in the detection and estimation of parameters of radar signals. // Proceedings of the 2-nd International Conference "Digital signal processing and its applications". 1999. September 21-24. P. 136 – 137.
3. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Svoystva funkzii neopredelyonnosti diskretno-kodirovannykh po chastote signalov Kostasa. // Izv. Vysh. Ucheb. Zavedeniy. Radioelektronika. 2000 (in print).