

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И НАДЕЖНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

Плёткин В.Я., Нгуен Тхань Хынг

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

Тенденции разработки малоаметных летательных аппаратов (МЛА) связаны с возможностью снижения их радиолокационной заметности за счет значительного уменьшения эффективной площади рассеяния (ЭПР). Это достигается использованием радиопоглощающих покрытий, совершенствованием аэродинамических форм летательных аппаратов (ЛА) и элементов их конструкций [1].

Одним из методов повышения эффективности обнаружения МЛА является увеличение энергетического потенциала РЛС путем наращивания мощности излучения зондирующих сигналов. Однако при этом следует учесть, что увеличение мощности передающих устройств потребует решения сложных технических задач для создания мощных СВЧ приборов и поэтому этот путь нельзя отнести к перспективным.

Для решения этой проблемы наиболее целесообразным является использование сложных зондирующих сигналов, позволяющих повысить энергетические характеристики РЛС при сохранении высокой разрешающей способности по задержке и частоте. В связи с этим, представляют интерес сложные сигналы с большим коэффициентом сжатия, позволяющие получить функцию неопределенности (ФН) "кнопочного" вида и обеспечивающие одновременную высокую разрешающую способность по времени и частоте, а также низкий уровень боковых лепестков (УБЛ).

Этим требованиям удовлетворяют дискретно – кодированные по частоте сигналы (ДКЧС), которые также обладают высокой скрытностью работы РЛС [2]. Учитывая возможности построения цифровых устройств формирования и обработки ДКЧС, предлагается их использование в качестве зондирующих сигналов.

В общем виде дискретно – кодированный сигнал (ДКС) можно представить выражением:

$$\Psi(t) = \begin{cases} C \sum_{n=0}^{N-1} a_n U_n(t) \exp[j\{2\pi(f_0 + f_n)t + \varphi_n\}] & 0 \leq t \leq NT, \\ 0 & t > NT, \end{cases} \quad (1)$$

где N – размерность ДКС; $n = 0, 1, \dots, N-1$; a_n , f_n и φ_n – код амплитуды, частоты и фазы соответственно; f_0 – несущая частота; $U_n(t)$ – импульс единичной амплитуды длительностью элемента кода T :

$$U_n(t) = \begin{cases} U(t - nT) = 1 & t \in [nT, (n+1)T], \\ 0 & t \notin [nT, (n+1)T], \end{cases}$$

$$C = \sqrt{\frac{1}{T} \sum_{n=0}^{N-1} a_n^2} \quad \text{– нормализующий коэффициент, при котором} \quad \int_{-\infty}^{\infty} |\Psi(t)|^2 dt = 1.$$

Длительность ДКС составляет $T_c = NT$.

При использовании ДКЧС амплитуду элементарных импульсов a_n можно считать постоянной и равной единице, начальные фазы φ_n – постоянными или равными нулю, а дискрет частоты f_n в каждом элементарном импульсе длительностью T равен $f_n = \theta_n \Delta f$, где Δf – шаг сетки частот, а

θ_n – элемент частотно-временной матрицы сигнала, определяющей правило кодирования частоты.

База ДКЧС размерностью N

$$B = \Delta F NT = \Delta f N NT = N^2 \Delta f T, \quad (2)$$

где $\Delta F = \Delta f N$ – полоса частот ДКЧС, NT – длительность сигнала.

Для достижения компромисса между обеспечением высокой разрешающей способности по задержке и низким уровнем УБЛ значение $\Delta f T$ следует принять равным единице [2]. Тогда база в соответствии с (2) определяется значением $B = N^2$.

При выборе способа кодирования частоты можно воспользоваться частотно – временной матрицей Костаса, которая представляет собой треугольную перестановочную матрицу размерностью $N \times N$, обеспечивающая не более одного совпадения элементов при сдвиге матрицы по координатным осям [3].

Определение с помощью ЭВМ матриц Костаса при большой размерности кода N является трудоемкой задачей, поэтому необходимы аналитические формы синтеза матриц Костаса, которые для всех возможных вариантов матриц любой размерности пока не найдены. Следует также отметить, что при большой размерности ДКЧС возрастают трудности формирования и обработки сигналов.

Для достижения компромисса между сложностью формирования ДКЧС и заданными характеристиками РЛС можно использовать составные дискретно – кодированные по частоте сигналы (СДКЧС), представляющие собой периодическую последовательность L различных дискретно-кодированных сигналов, общей размерностью $N_f = NL$ [4].

При обработке ДКЧС и СДКЧС на выходе согласованного фильтра подвергаются сжатию во временной или частотной областях.

Сжатие ДКЧС в частотной области достигается в результате корреляционной либо корреляционно – фильтровой обработки благодаря свертыванию частотно – временного кода.

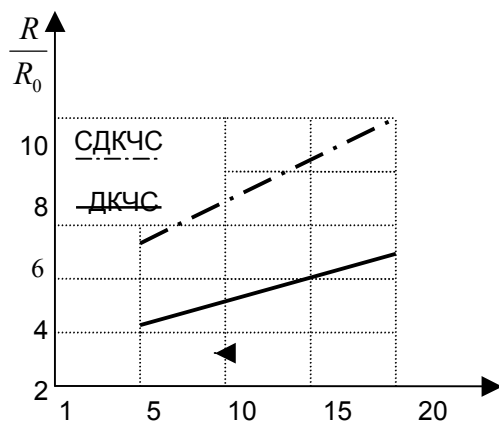
Сжатие ДКЧС во временной области может быть осуществлено расфилтровкой отдельных частотных компонент, синхронизацией парциальных радиоимпульсов с помощью линий задержки и когерентным объединением частотных каналов.

Коэффициент сжатия на выходе фильтра определяется

$$K_{сж} = \frac{NT}{T/N} = N^2 = B \quad (3)$$

Следовательно коэффициент сжатия ДКЧС определяется его базой.

Для оценки возможности повышения дальности при заданной надежности обнаружения были проведены расчеты относительной дальности R/R_0 для различных размерностей ДКЧС и СДКЧС, результаты которых представлены на рисунке.



Проведенные расчеты свидетельствуют о том, что при заданной надежности обнаружения МЛА, дальность обнаружения может быть увеличена для ДКЧС с размерностью кода N от 5 до 20 от 2,2 до 4,5 раза, а для СДКЧС с последовательностью $L = 5$ от 5 до 10 раз соответственно.

Наряду с увеличением энергетических характеристик при использовании ДКЧС и СДКЧС в качестве зондирующих сигналов, повышается также скрытность работы РЛС. При этом энергетическая скрытность зондирующего сигнала возрастает с увеличением базы ДКЧС (СДКЧС), а структурная скрытность достигается числом возможных вариантов формирования кода частоты. Для ДКЧС размерности N число возможных вариантов кода частоты равно $N!$, а для СДКЧС удается повысить структурную скрытность за счет использования L последовательностей различных ДКЧС.

Литература

1. Бочкарев А.М., Долгов М.Н. Радиолокация малозаметных летательных аппаратов. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1989. – № 2 – С. 3-17.
2. 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).
3. Костас Дж.П. Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах "дальность – доплеровская частота". // ТИИЭР. – 1984. – Т.72. – № 8. – С. 5-18.
4. 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).

THE ANALYSIS OF AN OPPORTUNITY FOR THE INCREASE OF DISTANCE AND RELIABILITY OF RADAR-TRACKING DETECTION OF UNDISTINGUISHED FLYING DEVICES.

Plekin V.Y. , Nguyen Thanh Hung

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

Tendencies of the development of undistinguished flying devices (UFD) are connected to an opportunity to decrease their radar-tracking distinguishing due to significant reduction of the radar cross-section (RCS). It is reached by use radar absorb coverings, perfection of aerodynamic forms of flying devices and elements of their designs [1].

One of the methods to increase the efficiency of the detection of UFD is the increase of energy potential radar by escalating capacity of radiation of probing signals. However thus it is necessary to take into account, that the increase of capacity of transmitting devices will demand the decision of complex technical problems and consequently this way cannot be attributed to perspective.

For the decision of this problem the most expedient is the use of the complex probing signals, allowing to increase power characteristics radar at preservation of high resolution on a delay and frequency. In this connection, complex signals with the big factor of the compression are of interest, allowing to receive function of uncertainty of "push-button" kind and providing simultaneous high resolution on time and frequency, and also a low level of sidelobes. To these requirements satisfy discrete - coded on frequency of signals (DCFS) [2]. Taking into account opportunities of construction of digital devices of formation and processing DCFS, their use is offered as probing signals.

At a choice of a way of coding of frequency it is possible to take advantage it is frequency - time matrix Costas which represents a triangular permutable matrix dimension $N \times N$, providing no more than one concurrence of elements at shift of a matrix on coordinate axes [3]. Definition with the help of the computer of matrixes Costas at the big dimension of code N is a toilsome problem, analytical forms of synthesis of matrixes Costas which for all possible variants of matrixes of any dimension are not found yet therefore are necessary. Also it is necessary to note, that at big dimension DCFS difficulties of formation and processing of signals grow.

For achievement of the compromise between complexity of formation DCFS and given characteristics radar it is possible to use compound discrete - coded on frequency of signals (CDCFS) representing periodic sequence L various is discrete - coded of signals, general dimension $N_f = NL$ [4].

At processing DCFS and CDCFS on an output of the coordinated filter are exposed to compression in time or frequency areas. Compression DCFS in frequency areas is reached as a result of correlation or correlation - filter processing due to curtailing is frequency - time code. Compression DCFS in time area can be carried out of the filter separate frequency a component, synchronization radio impulses with the help of lines of a delay and coherent association frequency channels. The factor of compression on an output of the filter is defined. Hence factor of compression DCFS it is defined by his base.

The bibliography

1. Bochkarev A.M., Dolgov M.N. Radiolokatsiya malozametnyh letatelnyh apparatov. // Zarubezhnaya radioelektronika. - 1989. - № 2. - s. 3-17.
2. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Svoystva funktsii neopredelennosti diskretno – kodirovannyh po chastote signalov Kostasa. // Radioelektronika. - 2001. - № 5. - s. 59-69 (Izv. vyssh. ucheb. zavedeniy).
3. Kostas . Dzh.P. Svoystva signalov s pochti idealnoy funktsyey neopredelennosti v koordinatakh "dalnost – doplerovskaya chastota". // TJIR. - 1984. - T.72. - № 8. - s. 5-18.
4. Plekin V.Y., Kamensky I.V. Svoystva funktsii neopredelennosti sostavnyh diskretno – kodirovannyh po chastote signalov. // Radioelektronika. - 2001. - № 8. - s. 57-66 (Izv. vyssh. ucheb. zavedeniy).