

## ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА ДИСКРЕТНО-КОДИРОВАННЫХ ПО ЧАСТОТЕ СИГНАЛОВ

Плёткин В.Я., Каменский И.В.

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

Для удовлетворения требований, предъявляемых к тактическим параметрам современных РЛС, необходимо использовать сложные зондирующие сигналы с "кнопочной" функцией неопределенности (ФН), что обеспечивает высокую совместную разрешающую способность по задержке и частоте и низкий уровень боковых лепестков пьедестала трехмерного тела ФН. В качестве подобных сигналов предлагается использовать дискретно-кодированные по частоте сигналы (ДКЧС) и составные дискретно-кодированные по частоте сигналы (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 рассматривается возможность построения устройства обработки ДКЧС и СДКЧС с использованием цифровой техники.

Обработка полученного с выхода радиолокационного приемника сигнала может осуществляться с использованием корреляционной, фильтровой или фильтрационно-корреляционной схем. Сжатие принятого сигнала в этих схемах осуществляется непосредственно на корреляторе или, для двух последних схем, в фильтре сжатия (ФС), согласованном с излучаемым ДКЧС или СДКЧС. Далее для повышения отношения сигнал / шум(помеха) в канале обнаружения используются когерентное или некогерентное накопление пачки сигналов на выходе ФС.

Построение устройства корреляционной обработки, для которого опорный сигнал берется с выхода схемы формирования сигналов, является наиболее универсальным и может обеспечивать обработку как ДКЧС, так и СДКЧС. Тогда используемые рабочий и опорный сигналы, поступающие на коррелятор, определяются устройством формирования. Однако недостатком данной схемы является наличие многоканальности по задержке и доплеровским частотам, что приводит к увеличению массогабаритных и стоимостных характеристик устройства обработки.

Для фильтровой и фильтрационно-корреляционных схем многоканальность по задержке не требуется, при этом фильтр сжатия, формирующий на выходе автокорреляционную функцию сигнала, должен быть согласован с конкретным принимаемым сигналом. Поэтому для повышения помехозащищенности и скрытности работы РЛС за счет смены зондирующего сигнала необходимо использовать управляемый фильтр сжатия (УФС) принятого дискретно-кодированного по частоте сигнала. Фильтр сжатия для ДКЧС может быть построен на основе  $N$  полосовых фильтров (ПФ), выходные сигналы которых задерживаются в соответствии с частотно-временной матрицей сигнала и суммируются с учетом начальной фазы элементарных импульсов (рис. 1), где  $N$  – размерность ДКЧС.

Каждый полосовой фильтр в схеме (рис. 1) согласован с отдельным элементом сигнала: радиоимпульсом с частотой  $f_n$  и имеет полосу пропускания  $\Delta f_{ПФ}$  равную  $2/T$ , где  $T$  – длительность элементарного радиоимпульса. Для построения УФС необходимо между набором полосовых фильтров и блоком задержек (БЗ) установить управляемый коммутатор (УК), соединяющий выходы фильтров с входами линий задержек обеспечивающих формирование в сумматоре требуемого кода частоты ДКЧС (СДКЧС). Строблирующее устройство (СУ) считывает значение сигнала в момент максимума отношения сигнал / шум. Двоичный управляющий код для УК вырабатывается цифровым блоком управления фильтром сжатия (ЦБУФС) в соответствии с частотно-временной матрицей используемого сигнала. УК и ЦБУФС строятся на основе цифровой техники, а остальные элементы фильтра могут быть

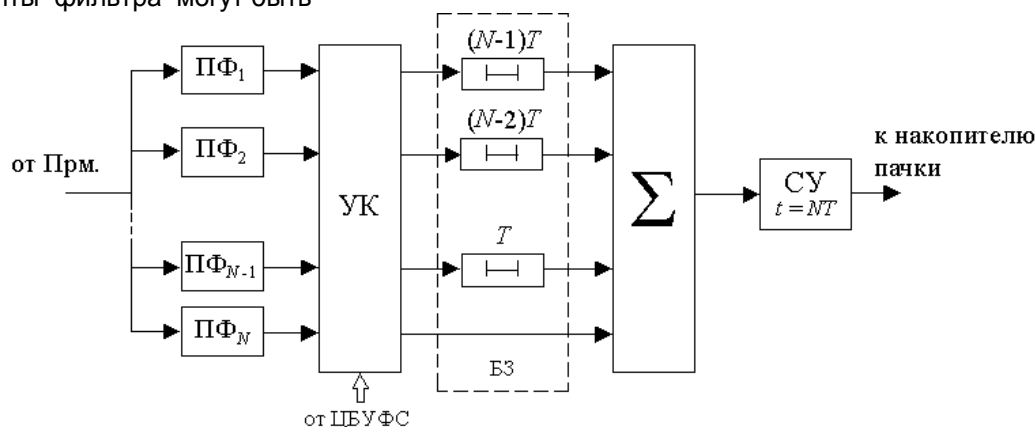


Рис. 1. Управляемый фильтр сжатия (УФС) для ДКЧ сигналов.

построены в аналоговом, дискретно-аналоговом или цифровом виде. При выборе аналогового исполнения нерегулируемых элементов фильтра сжатия (НЭФС) полосовые фильтры и линии задержки строятся на поверхностных акустических волнах (ПАВ) [3]. При этом требуется использование высокостабильных линий задержек, обеспечивающих синфазное сложение частотных компонент сигнала в сумматоре. Изготовление НЭФС в дискретно-аналоговом виде сопряжено с трудностями построения достаточно длительных линий задержки, при приемлемом затухании сигнала [4]. Как для аналогового, так и для дискретно-аналогового случаев сложность изготовления линий задержек требуемого качества существенно возрастает при использовании СДКЧС. Поэтому, в связи с развитием цифровой техники и появлением быстродействующих многозарядных АЦП, наиболее перспективным представляется построение полностью цифрового управляемого фильтра сжатия (ЦУФС).

Использование ЦУФС позволяет обрабатывать любой ДКЧС и ПДКЧС с размерностью  $M$  меньшей или равной количеству цифровых полосовых фильтров  $N_\Phi$ , вследствие использования цифровой управляемой линии задержки. Размерность ПДКЧС  $L$ , определяющая количество ДКЧС составляющих сигнал, и нормированный к длительности элементарного радиоимпульса период следования ДКЧС в ПДКЧС ограничиваются только требуемым объемом оперативной памяти. Кроме того, ЦУФС может использоваться и в случае ДСЧЧМ, произведение размерностей которого  $LN \leq N_\Phi$  [2].

Требования, предъявляемые к быстродействию АЦП, определяются шириной спектра ДКЧС (СДКЧС)  $F_C$  в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова:  $F_d \geq 2F_C$ , где  $F_d$  – частота дискретизации АЦП. Рассмотрим вид спектра дискретно-кодированного по частоте сигнала на примере ДКЧС с масштабным коэффициентом полосы сигнала  $M$  [1] равным единице (рис. 2).

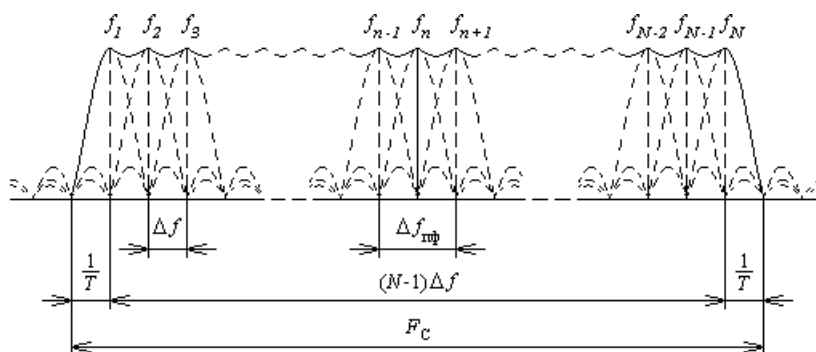


Рис. 2. Спектр ДКЧС при  $M=1$ .

Представленный на рис. 2 спектр состоит из  $N$ , функций  $\text{sinc}(\dots)$ , соответствующих спектрам элементарных импульсов, расположенных с шагом  $\Delta f$ , зависящим от коэффициента  $M$ . Тогда ширина спектра ДКЧС  $F_C$  равна:

$$F_C = (N-1)\Delta f + 2 \cdot \frac{1}{T} = \frac{1}{T}((N-1)M + 2). \quad (1)$$

Ширина спектра ПДКЧС соответствует ДКЧС и также определяется по формуле (1), а выражение для ширины спектра ДСЧЧМ определяется по аналогии с ДКЧС, но с учетом того, что ДСЧЧМ состоит из  $L$  ДКЧС, расположенных на поднесущих с шагом  $\Delta f_{\text{и}}$  [2]:

$$F_C = (L-1)\Delta f_{\text{и}} + 2 \cdot \frac{F_{\text{ДКЧС}}}{2} = \frac{1}{T}((L-1)NM + (N-1)M + 2). \quad (2)$$

Таким образом, частота дискретизации АЦП  $F_d$  в случае ДКЧС и ПДКЧС определяется с использованием (1), а в случае ДСЧЧМ – с использованием (2).

Требование к количеству разрядов АЦП предъявляется, исходя из динамического диапазона входных сигналов. Современные АЦП позволяют обеспечить указанные требования и могут использоваться при построении ЦУФС.

Таким образом, предложенная в работе структурная схема управляемого фильтра сжатия (рис. 1) позволяет осуществлять обработку отраженных ДКЧС и СДКЧС (как ПДКЧС, так и ДСЧЧМ), с разными кодами частоты, на одном УФС. Кроме того, предлагается использовать в устройстве обработки ДКЧС (СДКЧС) цифровой управляемый фильтр сжатия.

### 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. Морган Д. Устройства обработки на поверхностных акустических волнах: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1990. – 416 с.
4. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1982. – 161 с.



### DIGITAL PROCESSING OF FREQUENCY HOPPING DISCRETELY-CODING SIGNALS

Plekin V., Kamensky I.

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

For a meeting requirements showed to tactical parameters of modern RADARS, it is necessary to use complex probing signals with "needle" character ambiguity function (AF), that ensures high joint resolution capability on a delay and frequency and low minor-lobe level of a pedestal of a three-dimensional skew field AF. As similar signals it is offered to use frequency hopping discretely-coding signals (FHDCS) and composite frequency hopping discretely-coding signals (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 possibility of construction of a processor FHDCS and CFHDCS with using of digital engineering is considered.

Processing the radar receiver, obtained from an output, of a signal can be carried out with use correlation, filtration or filtration-correlation circuits. The compression of the received signal in these circuits is carried out directly on the correlator or, for two last circuits, in the filter of compression matched with radiated FHDCS or CFHDCS.

Using of the digital controlled compression filter (DCCF) allows to process any FHDCS and SFHDCS with dimension  $N$  smaller or equal to quantity of digital bandpass filters  $N_F$ , owing to use of a digital controlled delay line. Dimension SFHDCS  $L$ , defining quantity FHDCS components a signal, and normalized to duration of an elementary radio pulse phase of following FHDCS in SFHDCS are limited only to required volume of a random access memory. Besides DCCF can be used and in a case DCFFK, product of which dimensions  $LN \leq N_F$  [2].

The requirements showed to response of the analog-to-digital converter, are determined in width of a spectrum FHDCS (CFHDCS)  $F_S$  according to Kotelnikov's sampling theorem:  $F_D \leq 2F_S$ , where  $F_D$  – sampling frequency of the analog-to-digital converter.

The requirement to a number of digits of the analog-to-digital converter is showed, radiating from a volume range of input signals. The modern analog-to-digital converters allow to ensure the pointed requirements and can be used at the construction of the digital controlled filter of compression.

### 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.).