

УДК 621.396.96

## КОМПЕНСАЦИЯ УГЛОВЫХ И ДОПЛЕРОВСКИХ ИСКАЖЕНИЙ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНЫМИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ ДИСКРЕТАМИ В АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Е.Н. БУЙЛОВ, С.А. ГОРШКОВ, В.А. КОНДРАТЁНОК, М.М. КАСПЕРОВИЧ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 19 января 2015

Проведен анализ особенностей влияния угловых и доплеровских искажений на результаты обработки дискретных частотно-манипулированных сигналов в широкополосных системах пространственно-временной обработки. Рассмотрены варианты компенсации данных видов искажений в линейных антенных решетках. В качестве дискретов частотно-манипулированного сигнала используются линейные частотно-модулированные сигналы.

*Ключевые слова:* дискретные частотно-манипулированные сигналы, широкополосная пространственно-временная обработка, антенная решетка, линейные частотно-модулированные дискреты.

### Введение

В настоящее время для формирования большебазовых сигналов (ширина спектра сотни мегагерц – гигагерцы) часто используют дискретные частотно-манипулированные сигналы (ДЧМС) со ступенчатым законом изменения частоты [1–3]. Применительно к широкополосным системам (ШПС) пространственно-временной обработки существует ряд факторов, влияющих на результат обработки таких сигналов. Вариация углового положения цели относительно нормали линейной антенной решетки (АР) в рассматриваемых системах, приводит к возникновению временных запаздываний сигнала  $\delta t$  между соседними приемо-передающими элементами, находящимися на взаимном удалении  $d$  [4–6]. В случае, когда фазовый набег превышает значение  $2\pi$ , возникает необходимость использования дополнительной схемы временной задержки сигнала. Кроме того, для различных парциальных импульсов ДЧМС доплеровское смещение частоты в таких системах будет неодинаковым. При приеме отличие доплеровских частот в каждом дискрете приводит к разным скоростным ошибкам, и как следствие, к «размазыванию» сигнала по дальности (времени задержки) [7–9].

Компенсация угловых искажений в ШПС пространственно-временной обработки проще всего осуществляется использованием в ДЧМС линейных частотно-модулированных (ЛЧМ) дискретов. Использование рассматриваемых сигналов обеспечивает более гибкий выбор частотно-временных параметров. Широкие возможности цифровых синтезаторов частоты делает такое управление предпочтительным. Компенсация доплеровских искажений производится введением частоты коррекции на этапе обработки принятого сигнала.

В связи с этим определенный интерес представляет анализ способов повышения качества пространственно-временной обработки сверхширокополосных сигналов, основанных на компенсации угловых и доплеровских искажений ДЧМС с ЛЧМ дискретами.

## Искажения, обусловленные изменением углового положения целей относительно нормали антенной решетки

Рассмотрим особенности компенсации угловых искажений ДЧМС в широкополосной системе пространственно-временной обработки на излучение (передачу) и прием.

На рис. 1 приведена диаграмма Габора для одиночного ДЧМС с разомкнутыми ЛЧМ дискретами и следующими параметрами:  $T_d$  и  $\Delta f_d$  – длительность и ширина спектра одиночного ЛЧМ дискрета, соответственно;  $\delta f_d$  – шаг изменения несущей частоты;  $N$  – число дискретов;  $T_{пд}$  – период повторения дискретов;  $T_0$  – длительность ДЧМС.

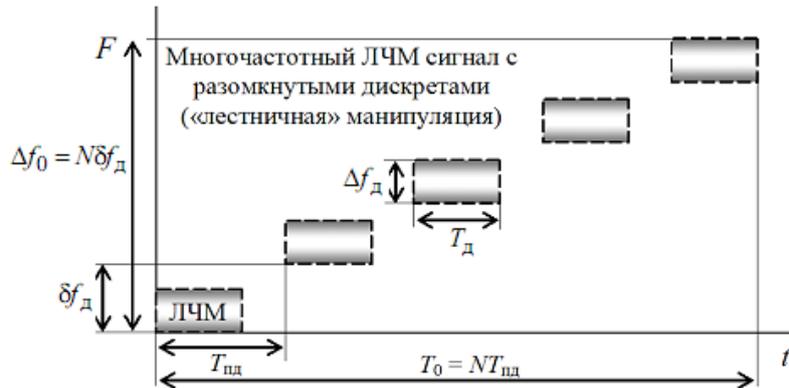


Рис. 1. Частотно-временная диаграмма Габора одиночного ДЧМС

### Запаздывание ДЧМС по апертуре на излучение

В широкополосных сигналах (ШПС) пространственно-временной обработки, для которых выполняется условие  $\Delta f_0 \Delta t_3 \gg 1$  ( $\Delta t_3$  – максимальное запаздывание сигнала по апертуре АР), необходимо компенсировать не только фазовые сдвиги между элементами АР (модуля), но и временные сдвиги между приемно-передающими модулями (ППМ).

Классическим вариантом управления угловым положением ДНА в рассматриваемых системах можно считать фазово-временной способ (РЛС «Кобра Дейн», [10]) (рис. 2).

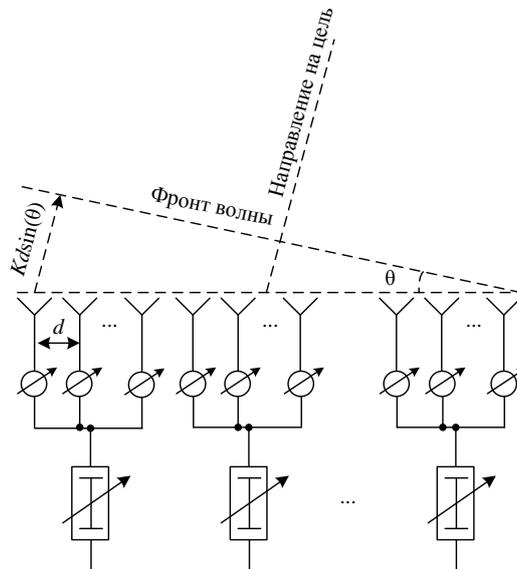


Рис. 2. Модульная АР с комбинированным управлением

В таком случае, изменение углового положения ДНА одного ППМ осуществляется фазовым методом, а компенсация временных запаздываний сигнала между ними – управляемыми линиями задержки. Максимальное значение фазового набега определяется выражением  $Kd \sin(\theta)$ , где  $K$  – число элементов АР. Данный способ управления положением

ДНА характеризуется дискретностью. При этом наличие вспомогательного кабельного хозяйства вызывает дополнительное затухание излучаемого сигнала [10].

Для устранения указанных недостатков возможно применение законов модуляции излучаемого сигнала с различной задержкой (хранящихся в памяти постоянного запоминающего устройства), либо осуществляется управление частотным смещением зондирующих импульсов при использовании ДЧМС с ЛЧМ-дискретами. Свойства таких сигналов рассмотрены в [11]. Известно, что для ЛЧМ-сигнала существует частотно-временная

зависимость (рис. 3):  $\delta\tau = \pm \frac{T_D}{\Delta f_D} \delta f_D$ .

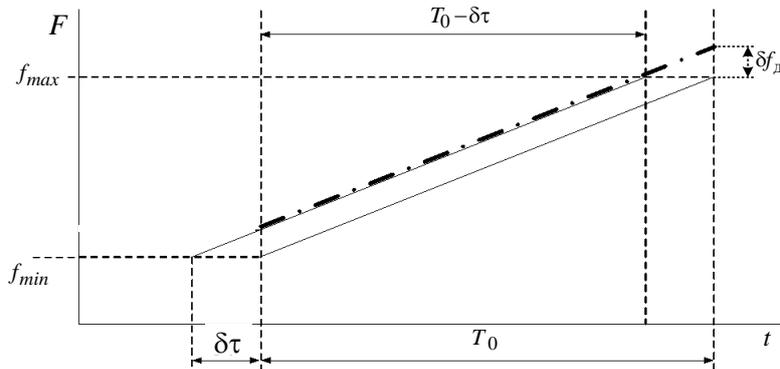


Рис. 3. Частотно-временная зависимость для фиксированного углового направления

Для согласования  $k$ -го модуля линейной АР с угловым направлением  $\theta$  потребуется компенсировать временной сдвиг  $\delta\tau_k = kdsin(\theta)/c$ . Рассматриваемый временной сдвиг эквивалентен частотному сдвигу (рис. 3):  $\delta f_k(\theta) = \frac{\Delta f_D kdsin(\theta)}{T_D c}$ , где  $c$  – скорость света в

вакууме.

Например, для ширины спектра  $\Delta f_D = 10$  МГц и длительности одиночного дискрета  $T_D = 2$  мкс, апертуры антенны 4 м и угла отклонения луча  $30^\circ$ , максимальное значение корректирующей поправки частоты составляет около  $-\delta f_k(\theta) = 33,5$  кГц. Для ширины спектра  $\Delta f_D = 2$  МГц и длительности одиночного дискрета  $T_D = 100$  мкс, апертуры антенны 4 м и минимального угла отклонения луча от заданного направления, соответствующего точности его установки  $\sim 0,02^\circ$ , минимальное значение корректирующей поправки частоты составляет около  $-\delta f_k(\theta) = 0,1$  Гц. Очевидно, что для получения такой поправки необходимо иметь в составе радиопередающего тракта прецизионный цифровой формирователь частоты. Отметим, что компенсация временного сдвига  $\delta\tau_k(\theta)$  между ППМ, определяемого угловым положением цели относительно нормали АР, может осуществляться при обработке принятого сигнала.

### Запаздывание ДЧМС по апертуре на прием

На первом этапе корреляционно-фильтровой обработки производится частотная деманипуляция отраженного сигнала. Одновременно с этим необходимо произвести компенсацию временных запаздываний принимаемых ЛЧМ-дискретов. Для углового направления  $\theta$  временные запаздывания отраженного сигнала в  $k$ -м ППМ  $\delta\tau_k(\theta) = 2kdsin(\theta)/c$  (с учетом временного сдвига сигнала при излучении) трансформируются в частотные сдвиги, характеризующиеся межпериодным набегом

фазы  $\Delta\varphi_{ak}(\theta) = 2\pi \left( \frac{\Delta f_D \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right) T_{пд}$ , где  $\left( \frac{\Delta f_D \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right)$  – эквивалент доплеровского сдвига частоты.

Компенсация этих фазовых набегов  $\Delta\varphi_{ak}(\theta)$  в  $n$ -м периоде следования достигается умножением деманипулированного сигнала на  $\exp(-jn\Delta\varphi_{ak}(\theta))$ .

Частотная поправка в  $k$ -м ППМ  $\delta f_k(\theta)$ , введенная ранее на излучение, компенсируется умножением сигнала на  $\exp(-j2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t)$ . Здесь  $\delta t$  – интервал временной дискретизации принятого сигнала, определяемый шириной полосы одиночного частотного дискрета  $\delta t \leq 1/\Delta f_d$ ,  $i$  – его текущий номер от начала приема отраженного сигнала. Тогда, результирующая поправка, вводимая при обработке сигнала в  $i$ -м временном дискрете  $n$ -го периода повторения для  $k$ -го ППМ, имеет вид:

$$A_{i,n,k}(\theta) = \exp\left\{-j\left[2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t + n\Delta\varphi_{ak}(\theta)\right]\right\} = \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{\Delta f_d i\delta t}{T_d} + 2n\Delta f_d\right)\frac{kd \sin(\theta)}{c}\right\}.$$

Таким образом, для компенсации угловых искажений в ШПС пространственно-временной обработки требуется введение корректирующих поправок в каждый ППМ.

### Искажения, обусловленные вариацией скорости движения целей

Доплеровский сдвиг частоты возникает за счет движения цели с радиальной скоростью  $\hat{V}_r$ , который для узкополосного сигнала компенсируется на центральной частоте  $f_0$ . Для ДЧМС, во избежание возникновения искажений, такая компенсация требуется на разных участках спектра. Доплеровское смещение каждой  $n$ -й частотной составляющей определяется выражением:  $F_{dn} = \frac{2\hat{V}_r}{c} f_n = \frac{2\hat{V}_r}{c} (f_0 + n\delta f_d)$ , где  $f_0$  – начальная частота.

Появление частоты Доплера в отраженном сигнале обусловлено трансформацией временного масштаба при рассмотрении взаимно перемещающихся систем координат (радиолокационной станции и наблюдаемого объекта). Приближение или удаление цели приводит к временному сжатию или растяжению отраженного от нее сигнала. В таком случае величина междупериодного временного сдвига ЛЧМ дискретов определяется выражением  $\Delta t_r = 2T_{пд}\hat{V}_r/c$ . Вариация длительности каждого парциального импульса можно не учитывать ввиду его малости. Например, для периода повторения 20 мкс междупериодный временной сдвиг составит около 1,1 нс, а общее растяжение сигнала, имеющего тысячу частотных дискретов, около 1,1 мкс.

Допустим что, начальная частота сигнала 10 ГГц, ширина спектра 1 ГГц, а максимальная скорость цели 8000 м/с. Тогда, относительно центрального значения частоты Доплера 560 кГц, частота коррекции для разных частотных составляющих сигнала должна изменяться в диапазоне  $\pm 26,7$  кГц.

Ошибка определения радиальной скорости цели  $\delta V_r = V_r - \hat{V}_r$  в ШПС пространственно-временной обработки (при вычислении значений корректирующих частот  $F_{dn}$  и междупериодных сдвигов  $\Delta t_r$ ) приводит к радиальному смещению сжатого сигнала (если частота сигнала изменяется по ступенчатому закону) и снижению разрешения по дальности.

Величина «скоростного» смещения одиночного дискрета по дальности  $r_V$  определяется с учетом значений периода повторения  $T_{пд}$  и скачка частоты  $\delta f_d$ :  $r_V = -f_0 \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_r$ .

Так как расширение сжатого импульса и уменьшение его амплитуды вызвано разницей радиальных смещений на каждой из частот, то разрешающая способность по дальности определяется с поправкой:

$$\Delta r = \frac{c}{2N\delta f_d} + NT_{пд}\delta V_r, \quad (1)$$

где  $NT_{пд}\delta V_r$  – скоростная поправка к разрешению по дальности.

На рис. 4, *a* приведен сжатый сигнал цели, состоящей из двух блестящих точек (БТ) разной амплитуды, после полной компенсации ее скорости движения. При этом БТ разнесены по дальности на 5 м. Параметры сигнала: полоса сигнала  $\Delta f_0 = 1$  ГГц (потенциальное разрешение по дальности  $\Delta r = 15$  см); радиальная скорость цели  $V_r = 8$  км/с; шаг изменения частоты  $\delta f_d = 10$  ГГц; база ДЧМС  $B = 10^6$ . На рис. 4, *б* показан сжатый сигнал рассматриваемой цели при наличии ошибки определения радиальной скорости  $\delta V_r = 100$  м/с. В этом случае наблюдается смещение радиолокационного портрета на величину около 4 м, уменьшение амплитуд БТ на 2–6 дБ и снижение разрешающей способности по дальности в 2–3 раза.

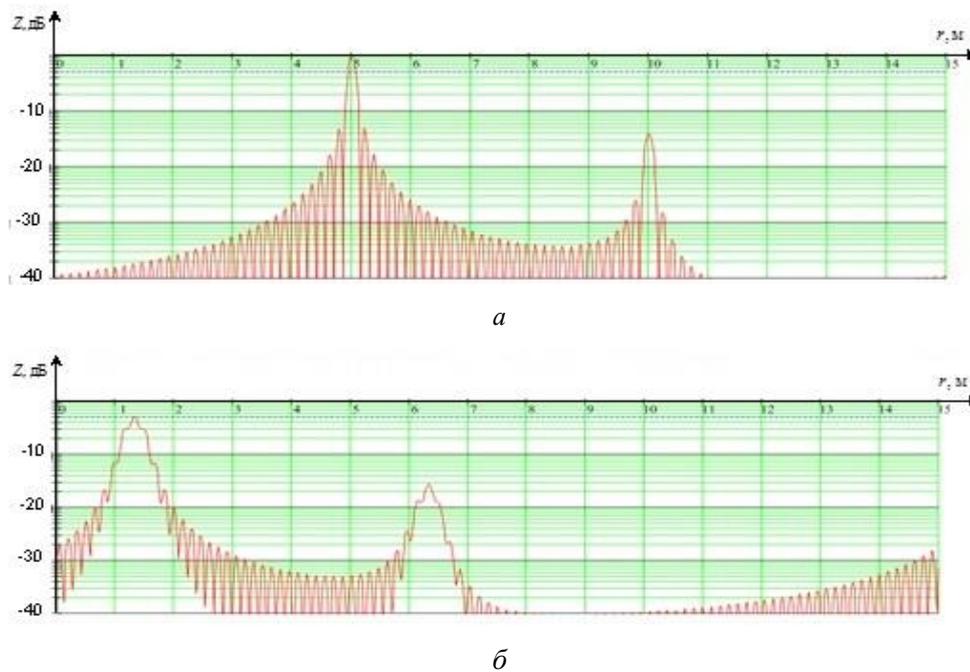


Рис. 4. Сжатый сигнал цели состоящей из двух БТ ( $V_r = 8$  км/с,  $\Delta f_0 = 1$  ГГц,  $\delta f_d = 10$  ГГц и  $B = 10^6$ ):  
*a* – после полной компенсации движения; *б* – при наличии ошибки компенсации  $\delta V_r = 100$  м/с

Частотные рассогласования изменяют наклон и форму горизонтального сечения тела неопределенности широкополосных ДЧМС с ЛЧМ-дискретами (рис. 5) [12, с. 76–77].

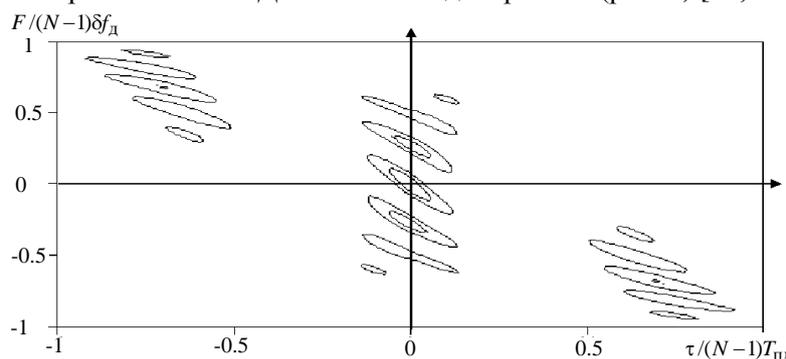


Рис. 5. Диаграмма неопределенности широкополосного ДЧМС с ЛЧМ дискретами при наличии частотных рассогласований [12]

Зададимся 25 % ухудшением разрешающей способности по дальности с целью определения требований к ошибке оценки радиальной скорости объекта  $\delta V_r$ . Тогда из (1) получим

$$\delta V_r \leq \frac{c}{8N\delta f_d N T_{пд}} = \frac{c}{8B}. \quad (2)$$

Для базы ДЧМС  $B = 10^6$  ошибка определения скорости цели не должна превышать

$\delta V_r = 37,5$  м/с. Такие значения ошибок измерения скорости обеспечиваются не только в радиолокационных станциях (РЛС) сопровождения, но и РЛС обзора с трассовой обработкой.

### Заключение

Применение ДЧМС в широкополосных системах пространственно-временной обработки приводит к необходимости компенсации угловых и доплеровских искажений. При использовании ЛЧМ-дискретов все пространственные и частотные искажения сводятся к временным и частотным сдвигам принимаемых сигналов.

Частотно-временная зависимость, соответствующая ЛЧМ-сигналам, позволяет управлять ДНА на излучение частотными сдвигами между модулями АР. Прием такого сигнала с заданного углового положения осуществляется посредством ввода эквивалентных корректирующих поправок в каждый ППМ по времени запаздывания (компенсирует временные запаздывания на передачу и прием) и частоте (компенсирует частотный сдвиг, введенный на передачу).

Учет доплеровских набегов в различных частотных дискретах целесообразно проводить в два этапа. На первом этапе компенсируется общий частотный сдвиг на частоте  $f_0$ . На втором – компенсируются частотные добавки, зависящие от номера дискрета. Ошибки компенсации, возникающие за счет неточного оценивания частоты Доплера, приводят к ухудшению разрешающей способности по радиальной скорости.

## INDEMNIFICATION OF ANGULAR AND DOPLER DISTORTIONS DISCRETE OF FREQUENCY MANIPULATED SIGNALS WITH THE LINEAR FREQUENCY-MODULATED IMPULSES IN ANTENNA ARRAYS

E.N. BUILOU, S.A. GORSHKOV, V.A. KONDRATYONOK, M.M. KASPEROVICH

### Abstract

The analysis of singularities of influence angular and Doppler distortions on results of handling of the discrete is frequency-keyed signals in broad-band systems of spatio-temporal handling is carried out. Variants of compensating of the given types of distortions in the linear antenna arrays are considered. As impulses of the frequency-manipulated signal the linear frequency-modulated signals are used.

### Список литературы

1. *Wehner D.R.* // High-resolution Radar. Norwood, 1994.
2. Ultra-Wideband Radar Technology / Edited by Taylor J.D. New York, 2001.
3. *Ширман Я.Д.* // Труды АРТА. 1957. № 33.
4. *Ширман Я.Д.* // Разрешение сжатие сигналов. М., 1974.
5. *Кук Ч., Бернфельд М.* // Радиолокационные сигналы. М., 1971.
6. *Ширман Я.Д., Алмазов В.Б., Голиков В.Н. и др.* // Радиотехника и электроника. 1991. № 1.
7. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. / Под ред. Я.Д. Ширмана. М., 2007.
8. *Levanon N., Mozeson E.* // Radar Signals. New Jersey, 2004.
9. *Костас Д.* // ТИИЭР. 1984. № 6.
10. *Леонов С.А.* // Радиолокационные средства противовоздушной обороны. М., 1988.
11. *Буйлов Е.Н., Горшков С.А.* // Докл. БГУИР. 2014. № 3 (81). С. 78–84.
12. Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking / Edited by Y.D. Shirman. London. 2002.