

УДК 621.396.96

ИСКАЖЕНИЯ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНЫМИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМИ ДИСКРЕТАМИ В АНТЕННОЙ РЕШЕТКЕ

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

Военная академия Республики Беларусь
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 10 апреля 2015

Рассмотрены особенности влияния искажений вызванных вращением объекта, изменением его размеров и неидентичностью приемо-передающих трактов антенной решетки на результаты обработки дискретных частотно-манипулированных сигналов в широкополосных радиолокационных системах пространственно-временной обработки. Предложены варианты компенсации данных видов искажений в линейных антенных решетках.

Ключевые слова: дискретные частотно-манипулированные сигналы, активная антенная решетка, линейно-частотно-модулированные дискреты.

Введение

Среди большого многообразия широкополосных сигналов особый интерес вызывают дискретные частотно-манипулированные сигналы (ДЧМС) со ступенчатым законом изменения частоты [1–9]. Их использование обеспечивает сверхразрешение по радиальной дальности Δr [7, 10] в радиолокационных станциях (РЛС) с синтезом апертуры, РЛС противоракетной обороны и других. Цифровые формирователи многочастотных сигналов оказываются значительно проще формирователей линейных частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов.

Основные параметры одиночного ДЧМС с разомкнутыми дискретами представлены на рис. 1, а, где: T_d и Δf_d – длительность и ширина спектра одиночного дискрета, соответственно; δf_d – шаг изменения несущей частоты; N – число дискретов; $T_{пд}$ – период повторения дискретов; T_0 – длительность ДЧМС.

Применительно к широкополосным системам (ШПС) пространственно-временной обработки существует ряд факторов, влияющих на результат обработки ДЧМС. В работах С.П. Лещенко показано, что вращение цели относительно линии визирования или элементов ее конструкции приводит к искажениям огибающей радиолокационного портрета (РЛП). Размеры наблюдаемых целей накладывают ограничения на величину частотного скачка δf_d между соседними импульсами. Для случая, когда радиальный размер объекта превышает интервал однозначности по дальности $r_{одн}$, наблюдается наложение РЛП. Кроме того, неточности в изготовлении элементов приемо-передающего тракта вызывают искажения частотных характеристик (ЧХ) пространственных каналов антенной решетки (АР) [11].

Возможности компенсации возникающих искажений ДЧМС существенно расширяются при использовании в них ЛЧМ дискретов. Это позволяет независимо менять их длительность и ширину спектра. В связи с этим определен интерес представляет анализ способов повышения качества пространственно-временной обработки сверхширокополосных сигналов, основанных на компенсации искажений ДЧМС с ЛЧМ дискретами, вызванных вращением объектов, искажением РЛП различных размеров, с учетом неидентичностей ЧХ приемо-передающих трактов АР.

Искажения, обусловленные вращением наблюдаемого объекта и элементов его конструкции

Вращение объекта относительно линии визирования либо наличие на нем отдельных вращающихся элементов (например, лопастей винтов вертолетов или турбовинтовых самолетов, лопаток турбин или компрессоров двигательных установок) приводит к возникновению временных флюктуаций отраженного сигнала. В результате таких вращений возникает разность радиальных скоростей блестящих точек (БТ) $\delta V_{\text{БТ}}$. На рис. 1, б представлена двухточечная модель объекта длиной $L_{\text{ц}}$, вращающегося с угловой скоростью $\Omega_{\text{ц}}$ вокруг точки O , где $V_{\text{БТ}}$ радиальная скорость БТ. Возникающая разность скоростей между БТ определяется выражением $\delta V_{\text{БТ}} = L_{\text{ц}} \Omega_{\text{ц}}$.

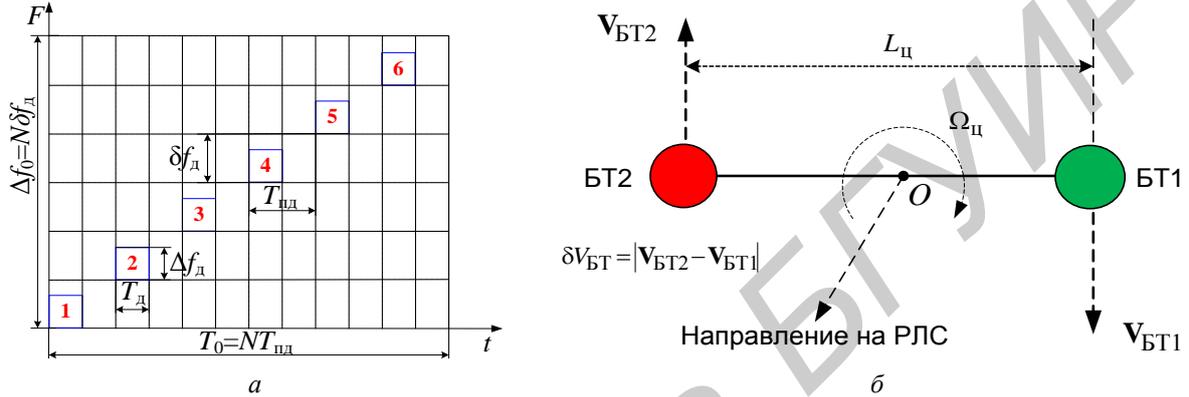


Рис. 1. Частотно-временная диаграмма Габора одиночного ДЧМС с ЛЧМ дискретами (а); вращающаяся двухточечная модель объекта (б)

Рассматриваемые вращения вызывают искажение огибающей РЛП вдоль оси дальности в пределах, определяемых двумя составляющими. Первая, за счет некомпенсированной разности скоростей БТ $\delta V_{\text{БТ}}$ на частоте f_0 : $\delta r_1 = f_0 \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}} = \frac{c}{\lambda} \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}}$, где λ – длина волны, соответствующая частоте f_0 ; c – скорость света в вакууме.

Вторая составляющая возникает за счет разности некомпенсированных набегов фазы на различных частотах ДЧМС $\delta r_2 = T_0 \delta V_{\text{БТ}} = NT_{\text{пд}} \delta V_{\text{БТ}}$.

Тогда результирующая разрешающая способность по дальности $\Delta \tilde{r}$ запишется в виде:

$$\Delta \tilde{r} = \Delta r + \delta r_1 + \delta r_2 = \frac{c}{2\Delta f_0} + \frac{c}{\lambda} \frac{T_{\text{пд}}}{\delta f_d} \delta V_{\text{БТ}} + NT_{\text{пд}} \delta V_{\text{БТ}}. \quad (1)$$

Зададимся 25 %-м ухудшением разрешающей способности по дальности (вызванным влиянием данных факторов). После некоторых преобразований получим:

$$\delta V_{\text{БТ}} NT_{\text{пд}} \left(\frac{2}{\lambda} + \frac{2N\delta f_d}{c} \right) \leq \frac{1}{4} \quad \text{или} \quad \delta F_d T_0 \left(1 + \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) \leq \frac{1}{4}, \quad (2)$$

где $\delta F_d = \frac{2\delta V_{\text{БТ}}}{\lambda}$ – разброс доплеровского спектра частот на длине волны λ .

Набег разности фаз $\delta \phi_d$, вызванный вращением БТ в течение длительности ДЧМС T_0 , определяется выражением $\delta \phi_d = 2\pi \delta F_d T_0$. Тогда условие (2) запишется в виде:

$$\delta \phi_d \leq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1 + \Delta f_0 / f_0} \approx \frac{\pi}{2}.$$

Анализ данного выражения показывает, что вращение цели вызывает минимальное искажение огибающей Д РЛП в случае, когда $\delta \phi_d \leq \frac{\pi}{2}$.

Предположим, что потенциальное разрешение по дальности Δr и скачок частоты δf_d

определены с учетом максимальных и минимальных размеров объектов. Тогда из (2) получим:

$$T_{\text{пд}} f_0 \delta V_{\text{БТ}} \left(1 + \frac{\Delta f_0}{f_0}\right) \leq \frac{\Delta r}{4} \delta f_{\text{д}}. \quad (3)$$

Из выражения следует, что выполнение условия (2) при фиксированном скачке частоты $\delta f_{\text{д}}$ полностью определяется: разбросом скоростей вращения БТ наблюдаемой цели $\delta V_{\text{БТ}}$, периодом повторения дискретов в ДЧМС $T_{\text{пд}}$ и центральной частотой сигнала f_0 .

Дополнительно учитывая неравномерное распределение БТ на объекте через эмпирический коэффициент формы $K_{\text{ц}} \approx (0,5 \dots 0,7)$, а также полагая, что $\Delta f_0 / f_0 \ll 1$, приходим к необходимости выполнения следующего условия:

$$T_{\text{пд}} f_0 \leq \frac{\Delta r}{4 K_{\text{ц}} \delta V_{\text{БТ}}} \Delta f_{\text{д}}. \quad (4)$$

Рассмотрим несколько примеров использования полученного условия (4).

Пример 1. Распознавание прецессирующего вокруг центра масс стабилизированного баллистического объекта размером от 0,6 до 5 м. На рис. 2 представлен пример трехточечного прецессирующего объекта с параметрами: максимальный угол прецессии $\psi_{\text{пр}} = 10$ град и ее скорость $\Omega_{\text{пр}} = 3$ об/с; $d_{\text{пр}}$ – диаметр прецессии; $\varphi_{\text{РЛС}}$ – курсовой угол. В начальный момент времени БТ не разрешаются по дальности.

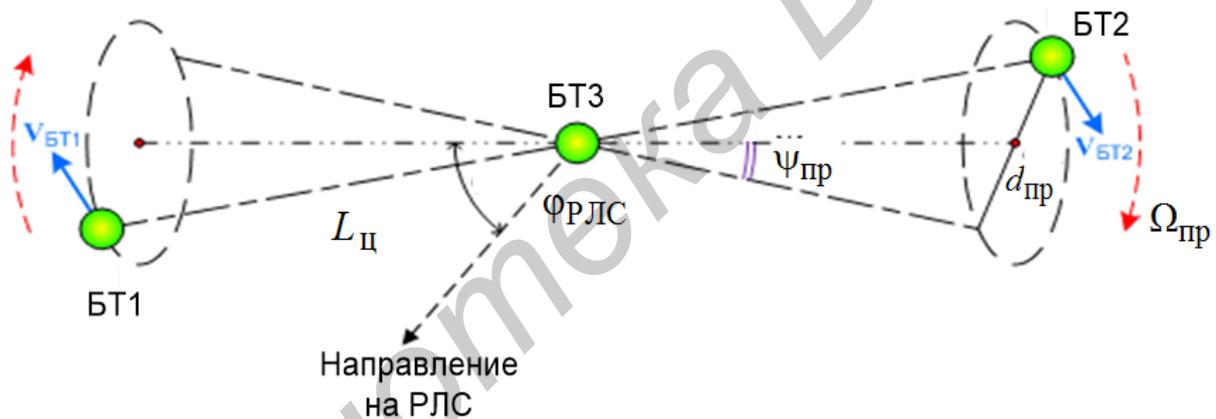


Рис. 2. Трехточечный прецессирующий объект

При распознавании целей по их дальностным РЛП минимальное значение разрешающей способности по дальности определяется условием $L_{\text{ц}} > (4 \dots 5) \Delta r$ [6]. Тогда, значение $\Delta r = 0,15$ м достигается при ширине спектра $\Delta f_0 = 1$ ГГц.

Скачок по частоте определяется в соответствии с выражением $\delta f_{\text{д}} \ll c / 2L_{\text{цmax}}$ и для рассматриваемого примера может быть равен $\delta f_{\text{д}} = 10$ МГц. Для объекта, показанного на рис. 2, разность скоростей БТ1 и БТ2 равна $\delta V_{\text{БТ}} = L_{\text{ц}} \Omega_{\text{пр}} \sin(\psi_{\text{пр}}) \sin(\varphi_{\text{ц}}) \cos(\Omega_{\text{пр}} t + \varphi_0)$. Максимальное значение эта разность достигает при $\varphi_{\text{РЛС}} = 90^\circ$, $\cos(\Omega_{\text{пр}} t + \varphi_0) = 1$ и составляет $\delta V_{\text{БТ}} = 16,4$ м/с. Тогда условие (4) примет вид: $T_{\text{пд}} f_0 \leq 45732$. Для $f_0 = 10$ ГГц допустимый период повторения частотных дискретов $T_{\text{пд}} \leq 4,6$ мкс. На рис. 3 показаны мгновенные (рис. 3, а–в) и статистически усредненный по 100 РЛП (рис. 3, г) сжатые ДЧМС от наблюдаемой сбоку трехточечной вращающейся цели с заданными по условию примера параметрами (рис. 2).

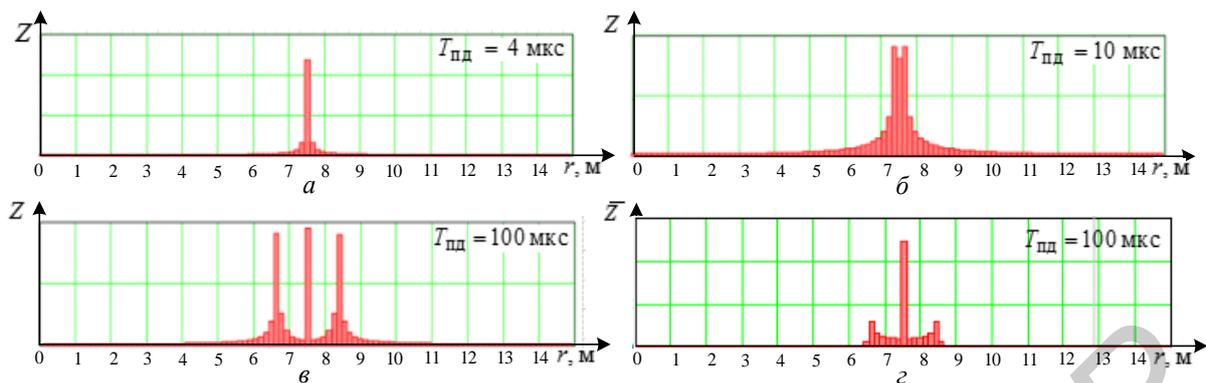


Рис. 3. Сжатый ДЧМС: мгновенный с параметрами: $T_{\text{пд}} = 4$ мкс (а), $T_{\text{пд}} = 10$ мкс (б), $T_{\text{пд}} = 100$ мкс (в); статистически усредненный по 100 РЛП при $T_{\text{пд}} = 100$ мкс (г)

Анализ рис. 3, а показывает, что при $T_{\text{пд}} = 4$ мкс условие (4) выполняется. Вид мгновенного РЛП будет определяться моментом времени зондирования. При увеличении периода повторения дискрет до $T_{\text{пд}} = 10$ мкс наблюдается расширение огибающей мгновенного сжатого ДЧМС (условие (4) не выполняется, рис. 3, б). Увеличение периода повторения до $T_{\text{пд}} = 100$ мкс приводит к искажению огибающей РЛП по дальности за счет имеющейся время-частотной зависимости для ЛЧМ и ступенчатых ДЧМС (условие (4) не выполняется, рис. 3, в). При формировании мгновенных РЛП БТ будут разрешаться, а их положение в окне дальности для наблюдателя будет случайным в пределах участка, определяемого выражением (1). Это хорошо демонстрирует рис. 3, г, где сжатый ДЧМС получен путем статистического усреднения 100 РЛП. Таким образом, выражение (1) указывает диапазон, в пределах которого наблюдается искажение огибающей сжатого ДЧМС за счет случайного блуждания БТ, вызванного вращением цели и элементов ее конструкции.

Пример 2. Распознавание воздушных объектов с размерами $L_{\text{ц}} = (4...16)$ м.

Распознавание целей рассматриваемых размеров возможно при $\Delta r = 1$ м, что соответствует ширине спектра закона модуляции $\Delta f_0 = 150$ МГц. Максимальное значение скачка частоты соответствует $\delta f_{\text{д}} = 2$ МГц. Тогда условие пространственно-временной узкополосности сигнала ($\Delta f_0 / f_0 < 0,1...0,15$) будет выполняться для несущих частот, превышающих (1...1,5) ГГц.

Для различных наблюдаемых объектов и условий их движения в таблице приведены примерные значения максимального разброса радиальных скоростей $\delta V_{\text{БТ}}$.

Разброс радиальных скоростей для различных объектов и условий

№п/п	Объект и условия наблюдения	$\delta V_{\text{БТ}}$, м/с	Условие $\frac{\Delta r \delta f_{\text{д}}}{4K_{\text{ц}} \delta V_{\text{БТ}}}$	Удовлетворяющее условию значения	
				$T_{\text{пд}}$, мкс	f_0 , ГГц/λ, см
1	Тяжелый транспортный самолет при полете в турбулентной атмосфере	0,2	$5 \cdot 10^6$	от 140 до 5000	36 / 0,83 1 / 30
2	Истребитель, маневрирующий с перегрузкой 10 ед.	10	10^5	от 2,8 до 100	36 / 0,83 1 / 30
3	Тяжелый самолет, маневрирующий по крену с угловой скоростью 50 град/с	25	$4 \cdot 10^4$	от 2 до 40	20 / 1,5 1 / 30
4	Истребитель, делающий маневр «бочка» с угловой скоростью 1 об/с	100	10^4	от 2 до 10	5 / 6 1 / 30
5	Лопатки компрессора, турбины, винта самолета или вертолета	600	$1,7 \cdot 10^3$	не вып.	не вып.

Анализ результатов табл. 1 показывает, что верхняя граница несущей частоты – 36 ГГц, а период повторения снизу 2 мкс. Компенсация искажений ДЧМС в ШПС пространственно-временной обработки, вызванных вращением объекта и элементов его конструкции, возможна

при разбросе скоростей $\delta V_{\text{БТ}} \leq 100 \text{ м/с}$ (объекты № 1–4). Для случая $\delta V_{\text{БТ}} > 100 \text{ м/с}$ компенсацию данных искажений осуществить невозможно ввиду высокой скорости вращения (объект № 5).

Искажения, обусловленные влиянием размера наблюдаемого объекта на величину скачка частоты

Вариация размеров наблюдаемых объектов $L_{\text{ц max}}$ приводит к необходимости ограничения значений скачка частоты $\delta f_{\text{д}}$ между радиоимпульсами ДЧМС в ШПС пространственно-временной обработки. При этом интервал однозначности по дальности $r_{\text{одн}}$ при формировании дальностных РЛП определяется выражением $r_{\text{одн}} = \frac{c}{2\delta f_{\text{д}}}$, что характеризует их повторяемость [2]. В случае превышения интервала $r_{\text{одн}}$ РЛП из соседних интервалов будут перекрываться, что приведет к их искажениям и невозможности решения задачи распознавания. Поэтому возникает необходимость управления величиной $\delta f_{\text{д}}$.

На рис. 4, а приведен сжатый сигнал цели, состоящей из трех БТ для случая, когда $L_{\text{ц max}} < r_{\text{одн}}$. При этом $L_{\text{ц max}} = 16 \text{ м}$, $r_{\text{одн}} = 22 \text{ м}$. Из рисунка следует, что РЛП соседних интервалов однозначности по дальности не перекрываются. На рис. 4, б показан сжатый сигнал рассматриваемой цели при условии $L_{\text{ц max}} > r_{\text{одн}}$, где $r_{\text{одн}} = 15 \text{ м}$. В этом случае БТ3 с правой стороны портрета переместилась в левую часть РЛП, исказив истинную форму сигнала.

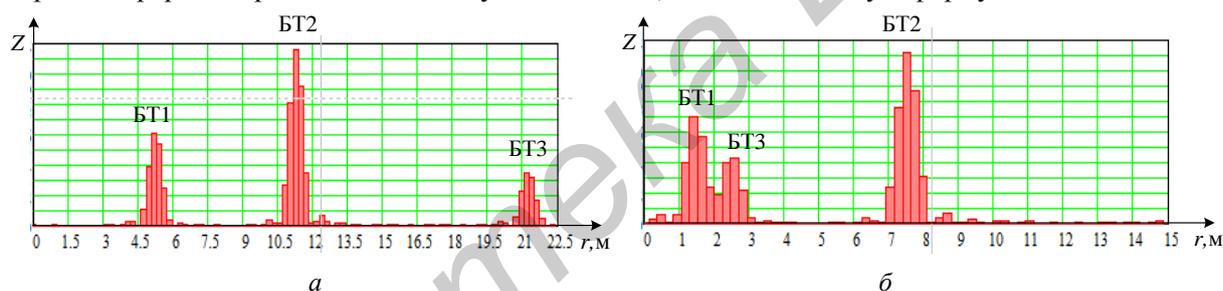


Рис. 4. Сжатый сигнал цели, состоящей из трех БТ для случаев: $L_{\text{ц max}} < r_{\text{одн}}$ (а), $L_{\text{ц max}} > r_{\text{одн}}$ (б)

Для аэродинамических объектов, например, с $L_{\text{ц max}} < 100 \text{ м}$, величина скачка частоты должна составлять $\delta f_{\text{д}} = (1 \dots 1,5) \text{ МГц}$. Для баллистических объектов, ракет или беспилотных летательных аппаратов, размеры которых не превышают единиц метров, максимальный скачок частоты соответствует $\delta f_{\text{д}} = 10 \text{ МГц}$ ($r_{\text{одн}} = 15 \text{ м}$).

Наличие априорной информации о типе или классе сопровождаемого объекта, а также решение системы радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании позволяют управлять величиной скачка частоты. Например, для деления целей на два класса (баллистические и аэродинамические) достаточно лишь траекторной информации. Кроме того, от геометрических размеров и класса наблюдаемого объекта зависит ширина спектра закона модуляции широкополосного сигнала Δf_0 . При разрешающей способности по дальности порядка $\Delta r = (0,15 \dots 0,3) \text{ м}$ ($\Delta f_0 = (1000 \dots 500) \text{ МГц}$) возможно распознавать баллистические малоразмерные объекты. Для распознавания классов воздушных объектов больших, средних и малых размеров, достаточно $\Delta r = (1 \dots 1,5) \text{ м}$ ($\Delta f_0 = (300 \dots 150) \text{ МГц}$).

Искажения, обусловленные неидентичностью частотных характеристик приемно-передающих трактов антенной решетки

При изготовлении элементов приемно-передающего тракта имеют место неидентичности ЧХ различных пространственных каналов АР, которые фиксируются или достаточно медленно изменяются при периодическом их контроле. Данные неидентичности

можно разделить на две группы. В первую группу входят неидентичности ЧХ одного приемно-передающего модуля, выявляющиеся при поимпульсной перестройке частоты во всем заданном диапазоне. Во вторую группу входят различия ЧХ модулей АР.

На рис. 5, *а* приведен сжатый сигнал цели, состоящей из трех БТ при наличии неидентичностей ЧХ приемно-передающего тракта (РЛП при отсутствии неидентичностей ЧХ показан на рис. 4, *а*). Параметры моделирования сигнала представлены в предыдущем разделе. Неидентичности ЧХ искажают форму РЛП, что приводит к ошибкам распознавания.

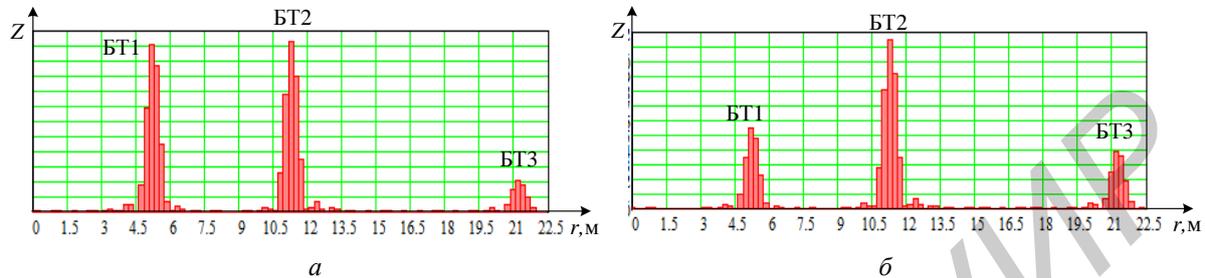


Рис. 5. Сжатый сигнал цели, состоящей из трех БТ: при наличии неидентичностей ЧХ (*а*); после адаптивной цифровой фильтрации (*б*)

Наиболее современным способом компенсации данных неидентичностей является использование в тракте обработки заранее настроенных или адаптивных трансверсальных фильтров [11, 12]. РЛП рассматриваемой цели после адаптивной цифровой фильтрации представлен на рис. 5, *б*. Весовые коэффициенты таких фильтров устанавливаются при заводской настройке либо адаптируются при периодическом вводе в приемный тракт «пилот-сигнала». Учет различных участков ЧХ широкополосного приемного тракта может вестись путем выборки из памяти группы весовых коэффициентов, соответствующих частотному диапазону каждого излучаемого импульса. Оптимизация числа используемых отводов фильтров может проводиться по критерию искажений ширины и формы сжатого сигнала.

Заключение

Проведенный анализ особенностей влияния искажающих факторов ДЧМС с ЛЧМ дискретами, вызываемых вращением наблюдаемого объекта и элементов его конструкции, вариацией размера цели на величину скачка частоты и неидентичностью ЧХ приемно-передающего тракта АР показывает, что требуется введение дополнительной компенсации.

Компенсация искажений ДЧМС в ШПС пространственно-временной обработки вызванных вращением объекта и элементов его конструкции, возможна за счет вариации периода повторения дискрет и несущей частоты. Однако при разности скоростей вращения свыше нескольких сотен м/с существенно ограничивается диапазон длин волн в сторону более длинных, или компенсацию данных искажений выполнить невозможно. Одним из способов борьбы с рассматриваемыми искажениями является переход от лестничного к псевдохаотическому закону манипуляции частоты [13].

Компенсацию искажений ДЧМС, вызванных вариацией размера цели, можно провести по результатам принятия решения системой радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании. Например, для аэродинамических объектов ($L_{ц\max} < 100\text{ м}$) величина скачка частоты должна составлять $\delta f_d = (1...1,5)\text{ МГц}$, а для баллистических объектов или ракет ($L_{ц\max}$ единицы метров) – $\delta f_d = 10\text{ МГц}$.

Компенсация неидентичностей ЧХ приемно-передающих трактов АР осуществляется путем использования адаптивных цифровых корректирующих фильтров. При этом один из модулей АР может являться опорным, а все остальные подстраиваемыми. На этапе компенсации блок адаптации цифрового корректирующего фильтра подстраиваемых модулей АР итеративно подбирает весовые коэффициенты, минимизируя сигнал ошибки [11].

DISTORTIONS OF THE DISCRETE FREQUENCY-KEYED SIGNALS WITH THE LINEAR FREQUENCY-MODULATED IMPULSES IN THE ANTENNA ARRAY

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

Abstract

Singularities of influence of distortions caused by object rotation, change of its sizes and nonlinearity of transceiver paths of the antenna array on results of handling of the discrete frequency-keyed signals in broad-band radar-tracking systems of spatio-temporal handling are considered. Variants of compensating of the given types of distortions in the linear antenna arrays are offered.

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. № 33. Харьков, 1957.
4. *Ширман Я.Д.* Разрешение и 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.* // Радиотех. и электроника. № 1. М., 1991.
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. № 6. М., 1984.
10. *Плекин В.Я.* Широкополосные дискретно-кодированные сигналы в радиотехнике и радиолокации. М., 2005.
11. *Горшков С.А., Буйлов Е.Н.* // Вестн. Воен. акад. Респ. Беларусь. 2012. № 3 (36). С. 78–84.
12. *Перов А.И., Харисов В.Н.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М., 2010.
13. *Буйлов Е.Н., Горшков С.А., Седышев С.Ю. и др.* // Докл. БГУИР. 2014. № 5 (83). С. 69–76.