

ИСКАЖАЮЩИЕ ФАКТОРЫ ДИСКРЕТНЫХ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ С ЛЧМ ДИСКРЕТАМИ И СПОСОБЫ ИХ АДАПТИВНОЙ КОМПЕНСАЦИИ В АКТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Е.Н. БУЙЛОВ, С.А. ГОРШКОВ, С.Ю. СЕДЫШЕВ

Проведен анализ потенциальных возможностей и вариантов адаптивной цифровой компенсации искажений широкополосных дискретных частотно-манипулированных сигналов с линейно-частотно-модулированными дискретами в активных антенных решетках.

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

ВВЕДЕНИЕ

60 лет прошло со времен проведения первых опытов по сжатию линейно-частотно-модулированных (ЛЧМ) сигналов в Харькове, под руководством профессора Я.Д. Ширмана и аналогичных работ в США [1–3]. Уже в течение первых десяти лет использования таких сигналов, был преодолен рубеж по ширине спектра в несколько сотен мегагерц [4]. Применены варианты фильтровой и корреляционно-фильтровой обработки. Сегодня сложные широкополосные сигналы используются в радиолокационных станциях (РЛС) различного назначения. С учетом достигнутых разрешающих способностей по дальности 10 см и менее, ширина спектра сигнала Δf_0 таких РЛС может составлять более 1.5 ГГц [5]. В настоящее время для расширения полосы вместо линейной частотной модуляции применяют более сложные дискретные частотно-манипулированные сигналы (ДЧМС) с дискретами в виде простых прямоугольных радиоимпульсов, в связи с относительной простотой формирования и обработки таких сигналов с базами B свыше 10^6 . Их свойства при лестничной и псевдохаотической манипуляции, а также особенности их обработки приведены в [3], [6–10]. Однако использование рассматриваемых ДЧМС требует необходимости учета различных искажающих факторов, вызываемых: изменением углового положения целей относительно нормали активных антенных решеток (ААР); вариацией скорости движения целей; вращением объекта или элементов его конструкции; влиянием размера наблюдаемого объекта на величину частотного скачка δf_d ; неидентичностью частотных характеристик приемно-передающих элементов ААР. В работах С.П. Лещенко исследованы искажения ДЧМС, возникающие при наблюдении движущихся и вращающихся объектов. Возможности компенсации возникающих искажений ДЧМС существенно расширяются при использовании в них ЛЧМ дискретов.

Цель настоящей статьи заключается в анализе потенциальных возможностей и вариантов

адаптивной цифровой компенсации искажений ДЧМС с ЛЧМ дискретами относительно нормали ААР.

1. ИЗМЕНЕНИЕ УГЛОВОГО ПОЛОЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ ОТНОСИТЕЛЬНО НОРМАЛИ ААР

Вариации углового положения цели относительно нормали к раскрытию антенной решетки θ приводят к возникновению временных запаздываний между соседними приемно-передающими элементами, находящимися на расстоянии d друг от друга. Для широкополосных антенн данные запаздывания должны быть скомпенсированы последовательно и на передачу, и на прием.

1.1. Запаздывание ДЧМС по апертуре на передачу. Для широкополосных крупноапертурных антенн, у которых произведение ширины полосы сигнала Δf_0 (см. рис. 1) на максимальное запаздывание по апертуре много больше единицы, компенсации сдвигов фаз оказывается недостаточно. Поэтому переходят к компенсации временных сдвигов между приемно-передающими элементами или модулями. В последнем случае внутри модуля сохраняется управление фазами (см. рис. 2).



Рис. 1. Частотно-временная диаграмма Габора одиночного ДЧМС с ЛЧМ дискретами

На рис. 1 представлены следующие параметры ДЧМС с ЛЧМ дискретами: T_d и Δf_d — длительность и ширина спектра одиночного ЛЧМ дискрета, соответственно; N — число дискретов; $T_{пд}$ — период повторения дискретов; T_0 — длительность сигнала.

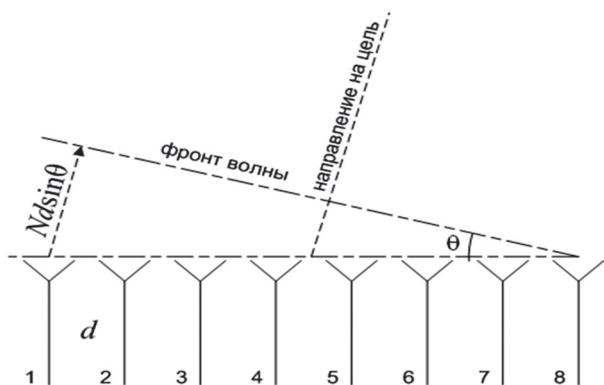


Рис. 2. Антенная решетка

Для компенсации временного запаздывания на передачу обычно производят коммутируемое изменение электрических длин трактов от усилителей к излучающим элементам (Кобра Дейн) [11].

Возникающие при этом недостатки: необходимость использования вспомогательного кабельного хозяйства; дополнительное затухание излучаемого сигнала; дискретность установки угла диаграммы направленности антенны (ДНА).

На современном этапе развития технологий цифро-аналогового формирования сигналов более прогрессивным является вариант хранения в памяти законов модуляции с различной задержкой. Такой вариант позволяет освободиться от дополнительного кабельного хозяйства и затухания. Однако, по-прежнему сохраняется дискретность угла установки луча, которая снижается с увеличением числа хранимых сигналов с различными задержками.

Наиболее гибким способом, позволяющим реализовать управление лучом с наименьшей дискретностью, является переход к ДЧМС с ЛЧМ дискретами и их частотным смещением (свойства таких сигналов подробно рассмотрены в [12]). Известно, что для ЛЧМ сигнала существует частотно-временная зависимость (см. рис. 3):

$$\delta\tau = \frac{T_d}{\Delta f_d} \delta f_d, \quad (1)$$

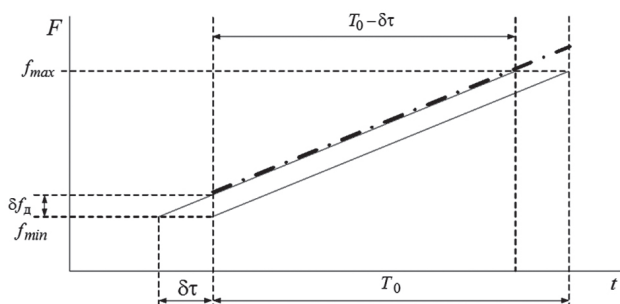


Рис. 3. Частотно-временная зависимость для фиксированного углового направления

Для согласования k -го модуля линейной ААР с угловым направлением θ потребуется временной сдвиг $\delta\tau = kd \sin(\theta) / c$, который может быть заменен частотным сдвигом

$$\delta f_k(\theta) = \frac{\Delta f_d kd \sin(\theta)}{T_d c}, \quad (2)$$

где c – скорость света в вакууме.

Такой сигнал, кроме преимущества в точности угла установки ДНА, может обеспечить и более гибкий выбор частотно-временных параметров. При излучении в направлении θ относительно нормали к апертуре сигнал в k -м излучающем элементе сдвигается на фиксированную частоту $\delta f_k(\theta)$.

Для рассматриваемого примера максимальное значение корректирующей поправки около 33.5 кГц. Оно получается при ширине спектра $\Delta f_d = 10$ МГц и длительности $T_d = 2$ мкс одиночного дискрета, апертуре антенны 4 м и угле отклонения луча 30° .

Минимальное значение корректирующей поправки составляет около 0.1 Гц. Данное значение соответствует ширине спектра $\Delta f_d = 2$ МГц и длительности одиночного дискрета $T_d = 100$ мкс, апертуре антенны 4 м и минимальном угле отклонения луча от заданного направления, соответствующем точности его установки $\sim 0.02^\circ$.

Для получения такой поправки необходимо иметь в составе формирователя сигнала прецизионный цифровой формирователь частоты.

1.2. Запаздывание ДЧМС по апертуре на прием. При корреляционно-фильтровом способе обработки ДЧМС предполагается частотная деманипуляция принятого сигнала с переносом принимаемых ЛЧМ дискретов на промежуточную частоту. При этом, как известно, временные запаздывания $\delta\tau(\theta) = 2kd \sin(\theta) / c$ отраженного сигнала с углового направления θ для k -го приемно-передающего модуля (ППМ) трансформируются в частотные сдвиги, характеризующиеся межпериодным набегом фазы

$$\Delta\varphi_{ak}(\theta) = 2\pi \left(\frac{\Delta f_d \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right) T_{пд} \quad (3)$$

– эквивалентный времени запаздывания между-периодный набег фазы ДЧМС после частотной демодуляции; $\left(\frac{\Delta f_d \delta\tau_k(\theta)}{T_{пд}} \right)$ – эквивалент доплеровского сдвига частоты.

При организации приема отраженного сигнала с углового направления θ в k -м ППМ после частотной деманипуляции необходимо компенсировать возникшие фазовые набеги путем цифрового комплексного умножения каждого дискрета дальности, принятого в n -м периоде следования сигнала, на фазовый набег $\exp(-jn\Delta\varphi_{ak}(\theta))$.

Так как частотные поправки, введенные при излучении сигнала, не устраняют его запаздывание по апертуре, а лишь делают синфазным фронт излученной волны, то на приеме компенсируется удвоенное запаздывание. При этом ис-

кусственно введенные при управлении лучом на передачу частотные поправки $\delta f_k(\theta)$ необходимо устранить путем комплексного цифрового умножения сигнала в k -м ППМ на $\exp(-j2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t)$. Здесь δt – интервал временной дискретизации принятого сигнала, определяемый шириной полосы одиночного частотного дискрета $\delta t \leq 1/\Delta f_d$, а i – его текущий номер от начала приема отраженного сигнала. Объединяя корректирующие поправки, введенные на излучение и прием, получим для n -го периода повторения

$$A_{k,i,n}(\theta) = \exp\{-j[2\pi\delta f_k(\theta)i\delta t + n\Delta\phi_{ak}(\theta)]\} = \exp\left\{-j2\pi\left(\frac{\Delta f_d i\delta t}{T_d} + 2n\Delta f_d\right)\frac{kd \sin(\theta)}{c}\right\}. \quad (4)$$

2. ВАРИАЦИЯ СКОРОСТИ ДВИЖЕНИЯ ЦЕЛЕЙ

Если цель приближается или удаляется, то это приводит к временному сжатию или растяжению отраженного от нее сигнала. Для узкополосных сигналов достаточно компенсации доплеровского сдвига на центральной частоте f_0 . Для широкополосных сигналов (ШПС) можно использовать приближенный учет трансформации временного масштаба, проявляющийся в доплеровском смещении каждой n -й частотной составляющей

$$F_{d_n} = \frac{2\hat{V}_r}{c} f_n = \frac{2\hat{V}_r}{c} (f_0 + n\delta f_d) \quad (5)$$

и в междупериодном временном смещении парциальных радиоимпульсов $\Delta t_r = 2T_{пд} \hat{V}_r / c$, где \hat{V}_r – оценка радиальной скорости цели.

Если максимальная скорость цели 8000 м/с, центральная частота сигнала 10 ГГц, а ширина спектра 1 ГГц, то частота коррекции для разных частотных составляющих сигнала должна изменяться в диапазоне 26.7 кГц относительно центрального значения 533.3 кГц.

Междупериодный временной сдвиг составит при периоде повторения 20 мкс около 1.1 нс. Если число излучаемых импульсов когерентной многочастотной последовательности составит $N = 1000$, то суммарный временной сдвиг сигналов составит около 1.1 мкс.

Ошибка в определении радиальной скорости цели при вычислении значений корректирующих частот и междупериодных сдвигов приводит к радиальному смещению дальностного портрета (если частота сигнала изменяется по ступенчатому закону) и снижению разрешения по дальности.

При ошибке по радиальной скорости δV_r , величина «скоростного» смещения по дальности r_v определяется периодом повторения $T_{пд}$ и скачком частоты δf_d одиночного дискрета:

$$r_v = -f_0 \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_r. \quad (6)$$

Разница радиальных смещений на каждой из частот приводит к расширению сжатого импульса и уменьшению его амплитуды. Разрешающая способность по дальности определяется в данном случае с поправкой:

$$\Delta r = \frac{c}{2N\delta f_d} + NT_{пд} \delta V_r, \quad (7)$$

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

На рис. 4 показан дальностный портрет цели, состоящей из двух блестящих точек (БТ) разной амплитуды, разнесенных по дальности на 5 м при полосе сигнала $\Delta f_0 = 1$ ГГц (потенциальное разрешение по дальности $\Delta r = 15$ см).

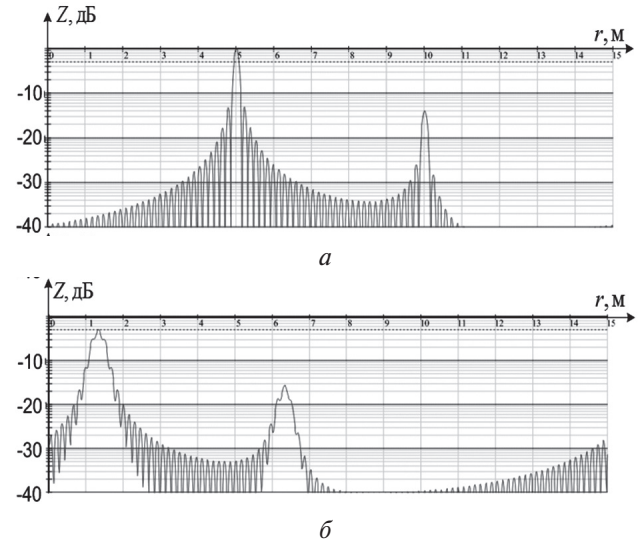


Рис. 4. Сжатый сигнал для двух точечных целей ($V_r = 8$ км/с, $\Delta f_0 = 1$ ГГц, $\delta f_d = 10$ ГГц и $B = 10^6$): а – полная компенсация движения; б – ошибка компенсации δV_r = Частотно-временная зависимость для фиксированного углового направления

Искажения при рассогласованиях по частоте изменяют наклон и форму горизонтального сечения тела неопределенности широкополосных ДЧМС с ЛЧМ дискретами (рис. 5) [13].

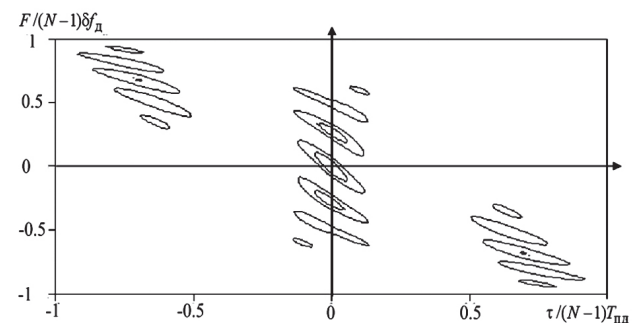


Рис. 5. Диаграмма неопределенности широкополосного ДЧМС с ЛЧМ дискретами

Для определения требований к ошибке оценки радиальной скорости цели δV_r , зададим допустимое снижение разрешения по дальности за счет данного фактора не более, чем на 25%. Тогда из (7) получим

$$\delta V_r \leq \frac{c}{8N\delta f_d NT_{пд}} = \frac{c}{8B}, \quad (8)$$

где база сигнала $B = N\delta f_d NT_{пд}$.

Для базы сигнала $B = 10^6$ ($\Delta f_0 = 1$ ГГц, $T_0 = 1$ мс) ошибка определения скорости цели не должна превышать $\delta V_r = 37.5$ м/с. Такие значения ошибок измерения скорости обеспечиваются не только в РЛС сопровождения, но и в обзорных РЛС с трассовой обработкой.

3. ВРАЩЕНИЕ ОБЪЕКТА ИЛИ ЭЛЕМЕНТОВ ЕГО КОНСТРУКЦИИ

Временные флюктуации отраженного сигнала, в основном, обусловлены вращением объекта относительно линии визирования и некоторого центра цели, или наличием на нем отдельных вращающихся элементов, таких как лопасти винтов вертолетов или турбовинтовых самолетов, лопадки турбин или компрессоров двигательных установок.

В процессе рассматриваемых вращений возникает разность радиальных скоростей БТ, которая максимальна для крайних точек $\delta V_{БТ}$. Для двухточечной цели длиной $L_{ц}$, вращающейся с угловой скоростью $\Omega_{ц}$ вокруг точки O , эта разность скоростей может быть определена в соответствии с выражением $\delta V_{БТ} = L_{ц}\Omega_{ц}$ (см. рис. 6).



Рис. 6. Вращающаяся двухточечная модель

Если рассматриваемые БТ не разрешаются по дальности (худший случай), то к известной мере разрешающей способности по дальности добавляются две составляющих. Первая, за счет нескомпенсированной разности скоростей БТ на частоте f_0 :

$$\delta r_1 = f_0 \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_{БТ} = \frac{c}{\lambda} \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_{БТ}, \quad (9)$$

и вторая, за счет разности нескомпенсированных набегов фазы на различных частотах $\delta r_2 = NT_{пд} \delta V_{БТ}$.

Тогда, результирующая разрешающая способность равна:

$$\begin{aligned} \Delta \tilde{r} &= \Delta r + \delta r_1 + \delta r_2 = \\ &= \frac{c}{2N\delta f_d} + \frac{c}{\lambda} \frac{T_{пд}}{\delta f_d} \delta V_{БТ} + NT_{пд} \delta V_{БТ}. \end{aligned} \quad (10)$$

Задаваясь, как и прежде, 25%-м ухудшением разрешающей способности за счет влияния дан-

ного фактора, после некоторых преобразований, приходим к необходимости выполнения следующих условий:

$$\begin{aligned} \delta V_{БТ} NT_{пд} \left(\frac{2}{\lambda} + \frac{2N\delta f_d}{c} \right) &\leq \frac{1}{4} \quad \text{или} \\ \delta F_d T_0 \left(1 + \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) &\leq \frac{1}{4}, \end{aligned} \quad (11)$$

где $\delta F_d = \frac{2\delta V_{БТ}}{\lambda}$ – максимальный разброс доплеровского смещения частоты цели на центральной длине волны λ .

Произведение $\delta F_d T_0$ соответствует набегу разности фаз от БТ цели за счет ее вращения в течение длительности сигнала T_0 : $\delta \varphi_d = 2\pi \delta F_d T_0$.

С учетом этого условия (11) можно представить в следующем виде:

$$\delta \varphi_d \leq \frac{\pi}{2} \cdot \frac{1}{1 + \Delta f_0 / f_0} \approx \frac{\pi}{2}. \quad (12)$$

Из выражения следует, что для минимизации влияния вращения цели на разрешающую способность по дальности Δr , необходимо, чтобы разность доплеровских набегов фазы за длительность сигнала не превысила 90° .

Проанализируем условие (11), учитывая, что потенциальное разрешение по дальности Δr и скачок частоты δf_d определены максимальным и минимальным размерами распознаваемых целей. Тогда это условие можно представить в следующем виде:

$$T_{пд} f_0 \delta V_{БТ} \left(1 + \frac{\Delta f_0}{f_0} \right) \leq \frac{\Delta r}{4} \delta f_d. \quad (13)$$

Таким образом, возможность достижения заданной разрешающей способности по дальности Δr при фиксированном скачке частоты δf_d полностью определяется: периодом повторения частотных дискретов в ДЧМС $T_{пд}$; центральной частотой сигнала f_0 ; максимальным разбросом скоростей вращения БТ наблюдаемой цели $\delta V_{БТ}$.

В условии (13) дополнительно можно учесть неравномерное распределение БТ на цели, определяемое ее формой. В этих целях используем эмпирический коэффициент формы цели $K_{ц} \approx (0.5 \dots 0.7)$. Учтем, также, ограничение на относительную ширину спектра сигнала $\Delta f_0 / f_0 \ll 1$. Тогда получим

$$T_{пд} f_0 \delta V_{БТ} \leq \frac{\Delta r}{4K_{ц}} \delta f_d. \quad (14)$$

Снижение влияния вращения объекта или элементов его конструкции возможно при переходе от лестничных к псевдохаотическим законам манипуляции частоты. Свойства таких сигналов подробно рассмотрены в [14].

Рассмотрим несколько примеров использования полученного условия (14).

Пример 1. Распознавание прецессирующего вокруг центра масс стабилизированного баллистического объекта размером от 0.6 до 5 м.

Максимальный угол и скорость соответственно равны: $\psi_{пр} = 10^0$ и $\Omega_{пр} = 3$ об/с (см. рис. 7).

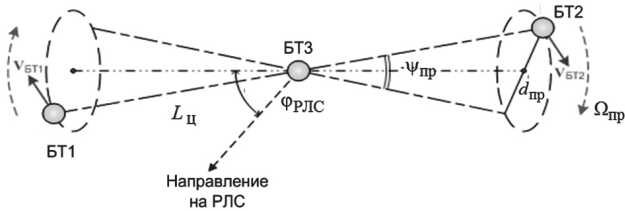


Рис. 7. Трехточечный прецессирующий объект

Для распознавания объектов по их дальностным портретам требуется обеспечить разрешающую способность по дальности в 4–5 раз меньшую, чем размер самого малого объекта [4]. Поэтому $\Delta r \approx 0.6/4 = 0.15$ м, что достигается при ширине спектра $\Delta f_0 = 1$ ГГц.

Максимальный размер объекта, накладывает ограничение на скачок по частоте: $\delta f_d \ll c/2L_{ц\max}$. Данное условие выполняется с запасом при $\delta f_d = 10$ МГц. Для объекта, показанного на рис. 7, разность скоростей 1-й и 2-й БТ равна $\delta V_{БТ} = L_{ц}\Omega_{пр} \sin(\psi_{пр})\sin(\varphi_{ц})\cos(\Omega_{пр}t + \varphi_0)$. Максимального значения эта разность достигает при $\varphi_{ц} = 90^\circ$ и $\cos(\Omega_{пр}t + \varphi_0) = 1$: $\delta V_{БТ} = L_{ц}\Omega_{пр} \sin(\psi_{пр}) = 16.4$ м/с. Тогда, условие (14) принимает вид: $T_{пд}f_0 16.4 \leq \frac{0.15}{4 \cdot 0.5} 10^7 \Rightarrow T_{пд}f_0 \leq 45732$. При $f_0 = 10$ ГГц определяем допустимый период повторения частотных дискретов $T_{пд} \leq 4.6$ мкс. Результаты моделирования для трехточечной цели с максимальными значениями параметров показаны на рис. 8.

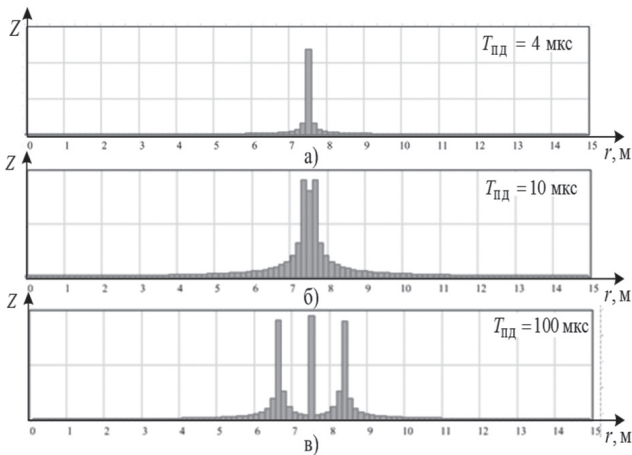


Рис. 8. Сжатый ДЧМС с максимальными параметрами при: а – $T_{пд} = 4$ мкс; б – $T_{пд} = 10$ мкс; в – $T_{пд} = 100$ мкс

Объект наблюдается сбоку. БТ цели не разрешаются по дальности. При $T_{пд} = 4$ мкс (условие (14) выполняется, рис. 8, а) наблюдается одна БТ. При $T_{пд} = 10$ мкс (условие (14) не выполняется, рис. 8, б) огибающая сжатого сигнала существенно расширилась, т.е. разрешение по дальности ухудшилось. При $T_{пд} = 100$ мкс (условие (14) не выполняется, рис. 8, в) огибающая сигнала «рассыпается» по дальности за счет известной взаимосвязи временных смещений с частотными для ЛЧМ и ступенчатых ДЧМС. В некоторой

степени наблюдаемый эффект помогает судить о числе БТ цели, которые не разрешаются по дальности изначально. Однако, при наблюдении многоточечных целей это искажает дальностный портрет и существенно повышает вероятность ложного распознавания.

Пример 2. Распознавание воздушных объектов с максимальным размером 60 м и минимальным 4 м.

Для распознавания объектов рассматриваемых размеров требуется разрешение по дальности порядка 1 м, что соответствует ширине спектра закона модуляции 150 МГц.

Примем значение максимального скачка частоты $\delta f_d = 2$ МГц. При этом условие пространственно-временной узкополосности сигнала ($\Delta f_0 / f_0 < 0.1 \dots 0.15$) будет выполняться для минимальных несущих частот, превышающих (1...1.5) ГГц.

В табл. 1 приведены примерные значения максимального разброса радиальных скоростей для различных объектов и условий, упорядоченные по возрастанию скорости.

Таблица 1

$\delta V_{БТ}$, м/с	Условие $\frac{\Delta r \delta f_d}{4K_{ц} \delta V_{БТ}}$	Удовлетворяющие условию значения	
		$T_{пд}$, мкс	f_0 , ГГц/λ, см
Объект №1 (Тяжелый транспортный самолет при полете в турбулентной атмосфере)			
0.2	$5 \cdot 10^6$	от 140 до 5000	36 / 0.83 1 / 30
Объект №2 (Истребитель, маневрирующий с перегрузкой 10 ед.)			
10	10^5	от 2.8 до 100	36 / 0.83 1 / 30
Объект №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
Объект №4 (Истребитель, делающий маневр «бочка» с угловой скоростью 1 об/с)			
100	10^4	от 2 до 10	5 / 6 1 / 30
Объект №5 (Лопатки компрессора, турбины, винта самолета или вертолета)			
600	$1.7 \cdot 10^3$	не вып.	не вып.

Из табл. 1 следует, что несущая частота ограничена сверху 36 ГГц, а период повторения снизу 2 мкс. Компенсация искажений вызванных вращением объекта и элементов его конструкции осуществляется при разбросе скоростей $\delta V_{БТ}$ до 100 м/с (объекты № 1–4). В том случае, если $\delta V_{БТ} > 100$ м/с, то компенсацию данных искажений осуществить не возможно, т. к. скорость вращения слишком велика (объект №5).

4. ВЛИЯНИЕ РАЗМЕРА НАБЛЮДАЕМОГО ОБЪЕКТА НА ВЕЛИЧИНУ ЧАСТОТНОГО СКАЧКА

Размеры наблюдаемых объектов накладывают дополнительные ограничения на величину частотного скачка δf_d между соседними дискретами. Для многочастотных сигналов определяется интервал однозначности по дальности $r_{\text{одн}}$ при формировании радиолокационных дальностных портретов, определяемый величиной, обратно пропорциональной величине частотного скачка $r_{\text{одн}} = \frac{c}{2\delta f_d}$. Это означает повторяемость радиолокационных портретов цели по дальности через величину $r_{\text{одн}}$ [9]. Если радикальный размер цели будет превышать интервал однозначности, то радиолокационные портреты из соседних интервалов однозначности по дальности будут перекрываться, что приведет к существенным искажениям и невозможности решения задачи распознавания. Отсюда следует задача управления значением скачка частоты δf_d , в зависимости от максимальных размеров наблюдаемых целей $L_{\text{цmax}}$.

При наблюдении баллистических объектов или ракет, беспилотных летательных аппаратов, размеры которых не превышают единиц метров, возможно использование максимального скачка частоты $\delta f_d = 10$ МГц, соответствующего интервалу однозначности по дальности $r_{\text{одн}} = 15$ м. Если же наблюдаются аэродинамические объекты с максимальным размером до 100 м, то величина скачка частоты должна быть уменьшена до (1–1.5) МГц.

Для управления этой величиной возможно использование априорной информации о типе или классе сопровождаемого объекта или решения системы радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании. В частности, для грубого деления всех объектов на два класса – баллистические и аэродинамические достаточно лишь траекторной информации.

Кроме того, от геометрических размеров и класса наблюдаемого объекта зависит ширина спектра закона модуляции ШПС Δf_0 . При этом, если для распознавания классов баллистических малоразмерных объектов требуется максимальная разрешающая способность по дальности порядка (0.15–0.3) м (ширина спектра сигнала (1000–500) МГц), то для распознавания классов воздушных объектов больших, средних и малых размеров, достаточно разрешающей способности по дальности (1–1.5) м (ширина спектра сигнала (300–150) МГц).

5. НЕИДЕНТИЧНОСТИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ ААР

При изготовлении элементов приемно-передающего тракта имеют место неидентичности частотных характеристик различных простран-

ственных каналов, которые фиксируются или достаточно медленно изменяются при периодическом их контроле. Данные неидентичности можно разделить на две группы. В первую группу входят неидентичности частотной характеристики одного приемно-передающего модуля, выявляющиеся при поимпульсной перестройке частоты во всем заданном диапазоне. Во вторую группу входят различия частотных характеристик модулей антенной решетки.

Устранение заранее установленных или периодически измеряемых искажений частотных характеристик приемно-передающих каналов возможно в каждом модуле антенной решетки в виде внесения предвысказаний в зондирующий сигнал, либо в процессе обработки отраженного сигнала.

Для этого в каждый зондирующий и/или отраженный импульс в процессе его формирования и/или обработки вносится фазовый сдвиг.

При необходимости учета амплитудных неидентичностей, в тракты необходимо вводить управляемые аттенюаторы.

В [15, 16] рассмотрен один из способов компенсации неидентичностей частотных характеристик приемных каналов путем введения цифровых корректирующих фильтров.

6. ОБОБЩЕННЫЙ ПЕРЕЧЕНЬ ПАРАМЕТРОВ, ПОДЛЕЖАЩИХ ОПЕРАТИВНОМУ ИЗМЕНЕНИЮ

В табл. 2 представлен обобщенный перечень параметров, подлежащих оперативному изменению.

Таблица 2

№ п/п	Условие изменения	Оперативно изменяемый параметр зондирующего сигнала или устройства обработки
1	Изменение углового положения целей относительно нормали ААР	$F_{\text{корр } k}$ (частота коррекции для k -го модуля ААР)
2	Вариация скорости движения целей	$F_{\text{корр } k}$ (частота коррекции для n -го периода повторения)
3	Вращение объекта или элементов его конструкции	$N, \delta f_d, T_{\text{пл}}$ (число дискретов, скачок частоты, период повторения дискретов)
4	Влияние размера наблюдаемого объекта на величину частотного скачка	δf_d (скачок частоты); $\Delta f_0 = N\delta f_d$ (ширина спектра всего сигнала)
5	Неидентичности частотных характеристик приемно-передающих элементов ААР	$\Phi_{\text{корр}}$ и $A_{\text{корр}}$ (амплитуда и фаза коррекции), адаптивный цифровой корректирующий фильтр

Таким образом, анализ результатов табл. 2 показывает, что вариация некоторых параметров зондирующего сигнала позволяет компенсировать искажающие факторы ДЧМС с ЛЧМ дискретами в ААР. Использование таких сигналов может быть актуально, например, при решении задач распознавания наблюдаемых объектов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Использование широкополосных ДЧМС с ЛЧМ дискретами хоть и обусловлено простотой формирования и обработки, однако осложнено искажениями, возникающими при излучении, приеме, распространении и отражении радиоволн. Это в первую очередь вызвано существенным увеличением их длительности, что приводит к затруднению получения разрешений по дальности, близких к потенциальным. Для компенсации такого влияния необходимо предусмотреть возможность адаптации как устройства формирования, так и обработки к условиям радиолокационного наблюдения.

Компенсация временных запаздываний ДЧМС с ЛЧМ дискретами на передачу осуществляется путем введения в каждом ППМ ААР эквивалентных корректирующих частотных поправок, а на прием — междупериодных фазовых набегов. Это обеспечивает точность в установке ДНА в заданном угловом направлении и более гибкий выбор частотно-временных параметров.

Компенсация доплеровских искажений возможна за счет введения частоты коррекции на этапе обработки сигнала перед цифровым сжатием парциального импульса. В противном случае, это приведет к радиальному смещению дальностного портрета (при ступенчатом законе изменения частоты ДЧМС) и снижению разрешения по дальности.

Снижение влияния вращения объекта или элементов его конструкции обеспечивается подбором периода повторения дискрет и центральной частоты сигнала, а также переходом от лестничного к псевдохаотическому закону манипуляции частоты.

Наблюдение целей различных размеров требует адаптации величины частотно скачка, которую можно провести по результатам принятия решения системой радиолокационного распознавания при узкополосном зондировании. Чем выше скачек, тем меньшего размера возможно наблюдать объект.

Для компенсации искажений, связанных с формой частотных характеристик приемных трактов антенных модулей предполагается использование адаптивных корректирующих фильтров.

Дополнительная весовая обработка позволит снизить влияние боковых лепестков функции неопределенности сигнала на форму сжатых импульсов.

Литература

- [1] *Ширман Я.Д.* Проблема использования широкополосных радиоимпульсов в радиолокации. — Труды АРТА, 1957, № 33.
- [2] *Ширман Я.Д.* Разрешение и сжатие сигналов. — М.: Сов. радио, 1974.
- [3] *Кук Ч., Бернфельд М.* Радиолокационные сигналы. — М.: Сов. радио, 1971.
- [4] *Ширман Я.Д., Алмазов В.Б., Голиков В.Н., Гомозов В.И. и др.* // О первых отечественных исследованиях по сверхширокополосной радиолокации. — Радиотех. и электроника, 1991, № 1.
- [5] *Орленко В.М., Ширман Я.Д.* // Тенденции повышения радиолокационного разрешения. Космическая радиофизика. 1998, №3. — С. 44–51.
- [6] Радиозлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. / под ред. Я.Д. Ширмана. — Москва: Радиотехника, 2007.
- [7] *Levanon N., Mozeson E.* // Radar Signals. — New Jersey: John Wiley&Sons, Inc., 2004.
- [8] *Wehner D.R.* // High-resolution Radar. — Norwood: Artech House, Inc., 1994.
- [9] Ultra-Wideband Radar Technology/edited by Taylor J.D.— New York: Boca Raton, 2001.
- [10] *Костас Д.* // Свойства сигналов с почти идеальной функцией неопределенности в координатах «дальность—доплеровская частота». — ТИИЭР, 1984, № 6.
- [11] *Леонов С.А.* // Радиолокационные средства противовоздушной обороны. — М.: Воениздат, 1988.
- [12] *Буйлов Е.Н., Горшков С.А.* // Снижение уровня боковых остатков в лестничных дискретных частотно-манипулированных сигналах с ЛЧМ дискретами. Мн: Докл. БГУИР. —2014. —№ 3 (81). — С. 78–84.
- [13] Computer Simulation of Aerial Target Radar Scattering, Recognition, Detection, and Tracking / Yakov D. Shirman (Editor), Sergey A. Gorshkov, Sergey P. Leshchenko, Valeriy M. Orlenko, Sergey Yu. Sedyshev, Oleg I. Sukharevskiy. Artech House, Inc.: Boston — London. 2002.
- [14] *Буйлов Е.Н., Горшков С.А., Седышев С.Ю., Ярмолик С.Н.* // Весовая обработка псевдохаотических дискретных частотно-манипулированных сигналов с ЛЧМ дискретами. Мн: Докл. БГУИР. 2014. № 5 (83). — С. 69–76.
- [15] *Горшков С.А., Буйлов Е.Н.* // Устранение неидентичностей частотных характеристик каналов приема в амплитудном моноимпульсном следящем измерителе. Мн: Научно-теоретический журнал «Вестник Военной академии Республики Беларусь», 2012. — № 3 (36). — С. 78–84.
- [16] *Перов, А. И.* ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / А. И. Перов, В. Н. Харисов. — Изд. 4-е, перераб. и доп. — М.: Радиотехника, 2010.

Поступила в редколлегию 9.12.2014

Буйлов Евгений Николаевич, магистр технических наук. В настоящее время инженер учебной лаборатории кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моноимпульсные радиолокационные системы, измерение — распознавание локационных сигналов.





Горшков Сергей Анатольевич, кандидат технических наук, доцент. В настоящее время начальник кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.



Седышев Сергей Юрьевич, кандидат технических наук, доцент, профессор кафедры радиолокации и приемно-передающих устройств учреждения образования «Военная академия Республики Беларусь». Научные интересы: моделирование, обнаружение, измерение и распознавание локационных сигналов.

Удк 621.396.96

Спотворювальні фактори дискретних частотно-маніпульованих сигналів з ЛЧМ дискретами та способи їх адаптивної компенсації в активних антенних решітках / Є.М. Буйлов, С.А. Горшков, С.Ю. Седишев // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. — 2014. — Том 13. — № 4. — С. 393–400.

У статті проведено аналіз потенційних можливостей і варіантів адаптивної цифрової компенсації спотворень широкопasmових дискретних частотно-маніпульованих сигналів з лінійно-частотно-модульованими дискретами в активних антенних решітках.

Ключові слова: дискретні частотно-маніпульовані сигнали, лінійно-частотно-модульовані дискрети, активна антенна решітка.

Табл.: 02. Лл.: 8. Бібліогр.: 16 найм.

UDC 621.396.96

Distorting factors of discrete frequency-manipulated signals with linearly frequency-modulated impulses and ways of their adaptive indemnification in active antenna lattices // E. N. Builov, S. A. Gorshkov, S.Yu. Sedishev // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. — 2014. — Vol. 13. — № 4. — P. 393–400.

In the paper an analysis of potential possibilities and variants of adaptive digital indemnification of distortions of broadband discrete frequency-manipulated signals with linearly frequency-modulated impulses in active antenna lattices is carried out.

Keywords: discrete frequency-manipulated signals, linearly frequency-modulated impulses, an active antenna lattice.

Tab.: 02. Fig.: 8. Ref.: 16 items.