

Возможности семейства зондирующих сигналов с частотной модуляцией для снижения неоднозначности по дальности в РСА космического базирования

О.А. Карпов¹, В.В. Костров^{2,3}, В.П. Макаров⁴, А.В.Ракитин^{2,3}, Е.Ф.Толстов¹

¹АО «Аэрокон», 140187 г. Жуковский, Московская обл., ул. Жуковского, 1

²Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

602264, Владимирская обл., г. Муром, ул. Орловская, 23

³АО «НИИ «Субмикрон», 124498, РФ, г. Москва, Зеленоград, Георгиевский просп., 5, стр. 2

E-mail: kostrov.46@mail.ru

⁴АО «НПО Лавочкина», 141402, Московская область, г. Химки, ул. Ленинградская, д. 24

Приведены результаты исследования использования квазиортогональных сигналов с линейной и нелинейной частотной модуляцией (ЧМ) для снижения помех неоднозначности по дальности в радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны (РСА) космического базирования. Показано, что зондирующие квазиортогональные сигналы с кусочно-линейной ЧМ и с ЛЧМ имеют сопоставимые характеристики качества и обеспечивают подавление помех неоднозначности по дальности за счет изменения знака скорости изменения ЧМ на 38...41 дБ.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой антенны (РСА), линейная частотная модуляция (ЧМ), нелинейная ЧМ, неоднозначность, уровень боковых лепестков.

The capabilities of a family of frequency-modulated probing signals to reduce range ambiguity in space-based SAR

О.А. Karpov¹, V.V. Kostrov^{2,3}, V.P. Makarov⁴, A.V. Rakitin^{2,3}, E.F. Tolstov¹

¹JSC Aerocon

²Murom Institute of Vladimir State University

³JSC Research Institute Submicron

⁴JSC Lavochkin Association

The results of a study on the use of quasi-orthogonal signals with linear and nonlinear frequency modulation (FM) to reduce range ambiguity in space-based synthetic aperture radars (SAR) are presented. It is shown that probing quasi-orthogonal signals with piecewise linear FM and with linear FM have comparable quality characteristics and provide suppression of range ambiguity by changing the sign of the rate of FM change by 38...41 dB.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), frequency modulation (FM), linear FM, nonlinear FM, ambiguity, spectrum, side lobe level (SLL), integral SLL.

Основным зондирующим сигналом, который используется в импульсных радиолокаторах с синтезированной апертурой антенны (РСА) космического базирования, является сигнал с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [1-3]. В отличие от сигналов с фазокодовой модуляцией такой сигнал обладает прекрасными изобразительными свойствами, имеет низкий уровень боковых лепестков, подавление которых достигается за счет применения весовой обработки [4]. Кроме того, структура сигнала одинакова по координатам азимута и дальности, а после согласованной обработки форма сигнала сохраняется при небольших сдвигах по доплеровской частоте, характерных для азимутальной координаты [3]. Вместе с тем импульсный характер зондирующего сигнала приводит к появлению на радиолокационных изображениях дополнительных сигналов – сигналов неоднозначностей по дальности и

по азимутальной (путевой) координате [3]. Одним из основных методов снижения уровня сигналов из зон неоднозначности является сужение диаграммы направленности антенны и оптимизация выбора периода следования зондирующих импульсов. Однако такое решение зачастую противоречит тактико-техническим требованиям, предъявляемым к РСА, поскольку приводит к уменьшению зоны захвата, общей площади съемки и ухудшению разрешающей способности по азимутальной координате. Кроме того, следует учитывать тенденцию одновременного вывода на орбиту группировок малых космических аппаратов с РСА [5]. Размеры раскрыва антенны таких РСА невелики, поэтому о пространственной селекции здесь говорить не приходится, нужны другие методы и средства подавления неоднозначности.

В [6] неоднозначности дальности на РЛИ устраняются с помощью применения азимутальной фазовой модуляции к зондирующим импульсам и соответствующей демодуляции к принятым эхо-сигналам. Подавление неоднозначностей таким способом позволяет повышать частоту повторения импульсов (ЧПИ) и выбирать ее в более широком диапазоне. В [7] рассматривается попеременная передача импульсов с ЛЧМ, имеющих положительный и отрицательный наклон частотной модуляции, что позволяет заметно снизить неоднозначности по дальности. В [8] показано, что для достижения максимальных характеристик эффективности комплекса на базе малого космического аппарата с РСА целесообразно комплексное использование частотной и фазовой модуляции ЛЧМ сигналов.

Целью данной работы является исследование особенностей применения ЛЧМ сигналов в РСА космического базирования при малой частоте дискретизации и возможностей использования нелинейной частотной модуляции (НЧМ) в зондирующих сигналах.

Свойства ЛЧМ сигналов

Широкий класс сложных импульсных сигналов с частотной модуляцией можно представить в виде:

$$S(t) = \begin{cases} U(t)\cos(\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0), & \text{при } -T/2 \leq t \leq T/2, \\ 0, & \text{при других } t, \end{cases} \quad (1)$$

где $U(t)$ – огибающая импульсного радиосигнала;

ω_0 – несущая частота сигнала;

$\theta(t)$ – закон изменения фазы колебания;

φ_0 – начальная фаза колебаний;

T – длительность импульса.

Далее рассматривается наиболее распространенный сигнал с прямоугольной огибающей импульсов:

$$U(t) = \begin{cases} A, & \text{при } -T/2 \leq t \leq T/2, \\ 0, & \text{при других } t. \end{cases} \quad (2)$$

Для сигнала (1) данная взаимосвязь полной фазы и частоты радиосигнала на интервале $-T/2 \leq t \leq T/2$ устанавливается соотношением:

$$\omega(t) = \frac{d\Phi_t}{dt} = \frac{d}{dt}[\omega_0 t + \theta(t) + \varphi_0] = \omega_0 + \frac{d}{dt}\theta(t). \quad (3)$$

Здесь через Φ_t обозначена полная фаза колебания. Отсюда видно, что закон частотной модуляции полностью определяется поведением функции $\Omega(t) = d\theta(t)/dt$. При ЛЧМ имеем:

$$\Omega(t) = \mu t, \quad (4)$$

где μ – скорость нарастания частоты в импульсе.

Если обозначить через W максимальное изменение (девиацию) частоты, то получим $\mu = 2\pi W/T$. Для полной фазы колебаний получаем $\Phi_t = 0,5\mu t^2 + \varphi_0$, где φ_0 – постоянная интегрирования (начальная фаза колебаний), а для комплексной модели сигнала с ЛЧМ :

$$S(t) = A \exp\{j \cdot (0,5\mu t^2 + \varphi_0)\} \text{ при } -T/2 \leq t \leq T/2. \quad (5)$$

При использовании дискретной обработки функция неопределенности определяется соотношением:

$$S_{vk}(\tau, \nu) = \left| \sin \pi \frac{B}{N_{imp}} \left(k + \rho - \frac{N_{imp}}{B} \nu \right) \left(1 - \frac{|k + \rho|}{N_{imp}} \right) \right| / \left| \sin \pi \frac{B}{N_{imp}^2} \left(k + \rho - \frac{N_{imp}}{B} \nu \right) \right|, \quad (6)$$

где $\tau = (k + \rho)t_d$,

k – индекс дискретного времени, $|k| < N_{imp}$;

N_{imp} – число отсчетов в зондирующем сигнале;

ρ – относительный момент времени, относящийся к одному периоду дискретизации, $0 \leq \rho < 1$;

$t_d = 1/F_d$ – интервал дискретизации, F_d – частота дискретизации;

$\nu = TF_{dop}$ – относительное смещение частоты;

$B = TW$ – база сигнала.

В рассматриваемом случае максимальный интервал дискретизации, соответствующий теореме В.А.Котельникова, определяется соотношением $t_d = 1/W$. Рассмотрим, как влияет частота дискретизации на основные характеристики сигнала. Известно, что при высокой частоте дискретизации ($F_d > 2$) максимальный уровень боковых лепестков (УБЛ) составляет -13 дБ, а интегральный УБЛ имеет порядок минус 10 дБ. Для РСА космического базирования наиболее интересным является диапазон передискретизации 1,3...1,5 [ЗВерба], который благоприятствует реализации цифровой обработки сигналов и устройств хранения голограмм на борту КА. Однако в этом диапазоне периодичность дискретной функции неопределенности нарушает приведенную выше закономерность. На рис.1 приведен спектр ЛЧМ сигнала для коэффициента передискретизации $K_n = F_d/W = 1,3$. Здесь и далее использовались параметры сигнала: девиация частоты $W = 125$ МГц, длительность сигнала $T = 25$ мкс. Как и следовало ожидать, при большом значении базы сигнала форма спектра близка к прямоугольной. На рис.2 приведен результат свертки по дальности сигнала, задержанного на $T/2$, и опорного колебания. В отличие от случая высокой частоты дискретизации ($K_n > 2$) здесь можно заметить, что УБЛ возрастает к краям отклика, причем при $K_n = 1$ он может достигать -41 дБ [Кук]. Такое необычное поведение обусловлено низкой частотой дискретизации. Если рассматривать свертку для двух характерных случаев положения точечной цели в пределах интервала дискретизации $\rho = 0$ и $\rho = 0,5$, то общие тенденции в поведении боковых лепестков будет одинаковыми. В области центрального пика при $\rho = 0$ длительность свертки состоит из одного отсчета, при $\rho = 0,5$ основной пик раздваивается (рис. 3), а его уровень падает на 2,2 дБ. Следствием этого эффекта является снижение разрешающей способности РСА. Это неизбежная плата за снижение частоты дискретизации.

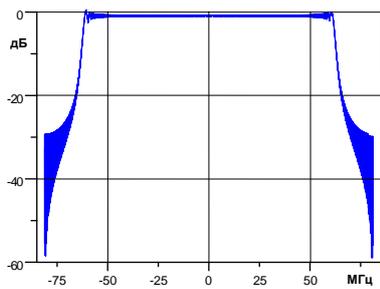


Рис. 1. Спектр ЛЧМ сигнала

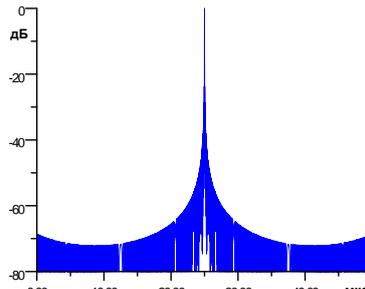


Рис. 2. Свертка сигнала

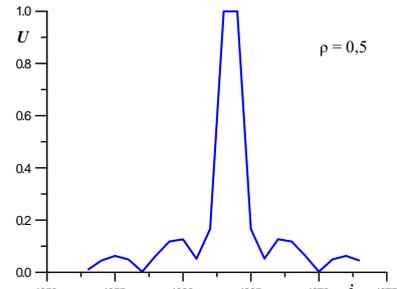


Рис. 3. Основной лепесток

Поведение максимального и интегрального УБЛ иллюстрируют графики рис. 4, построенные для $\rho=0$ и $\rho=0,5$. Прежде всего, следует заметить, что УБЛ отклика точечной цели, расположенной между отсчетами, как правило, больше аналогичного УБЛ при $\rho=0$. Максимальный УБЛ при увеличении K_n также увеличивается, но не превышает стандартный уровень -13 дБ. Интегральный УБЛ в случае $\rho=0,5$ при росте K_n постепенно увеличивается и в районе $K_n=1,6$ достигает минус 9,4 дБ, что несколько хуже, чем при высокой частоте дискретизации (-10 дБ). В целом можно отметить, что в диапазоне $K_n=1,2\dots 1,6$ оба показателя УБЛ лучше, чем при высокой частоте дискретизации. Это может быть использовано при организации режима обработки сигналов по наклонной дальности. Однако для азимутальной координаты снижение частоты дискретизации связано с ростом помех неоднозначности, поэтому подход к выбору частоты дискретизации должен решаться комплексно, в сочетании с применяемыми мерами снижения уровня помех азимутальной неоднозначности.

Одним из путей снижения помех неоднозначности по наклонной дальности является применение семейства ортогональных сигналов $S_i(t)$, для которых:

$$S_{vkf}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} S_i(t) S_j(t-\tau) dt \approx 0,$$

где $S_{vkf}(\tau)$ – взаимная корреляционная функция (ВКФ), $i \neq j$.

При использовании в зондирующем сигнале ЛЧМ смена от импульса к импульсу угла наклона ЧМ может рассматриваться как простейший вид ортогонализации. Наибольший эффект в этом случае наблюдается при противоположных знаках скорости изменения частоты. Расчеты показывают, что при базе сигнала $B \geq 50$, когда спектр сигнала приближается к прямоугольному, точечная помеха неоднозначности дает на выходе устройства обработки протяженный по дальности импульс длительностью примерно $2T$. Форма импульса зависит от вида весовой функции, применяемой для снижения уровня боковых лепестков сжатого сигнала. Так при отсутствии весовой обработки форма импульса от помехи близка к прямоугольной, при использовании взвешивающего фильтра Хэмминга – определяется как косинус в квадрате.

Для количественной характеристики используется коэффициент ослабления помехи неоднозначности $k_p = 20 \cdot \lg \left(\frac{|S_{vkf}|}{|S_{vk}|} \right)$,

где $|S_{vkf}|, |S_{vk}|$ – максимальные значения модуля сигнала на выходе устройства обработки при приеме эхо сигналов.

На рис. 5 приведена зависимость k_p (дБ) для ЛЧМ сигналов с противоположным наклоном изменения частоты от величины логарифма базы сигнала ($x = \lg B$). База сигнала находится в пределах от 100 до 1000000. На этом же графике приведена аппроксимирующая линия, которая определяется уравнением $y = -10,79x + 1,25$ [дБ].

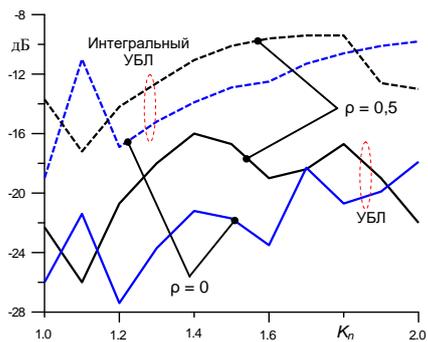


Рис. 4. Зависимости для УБЛ

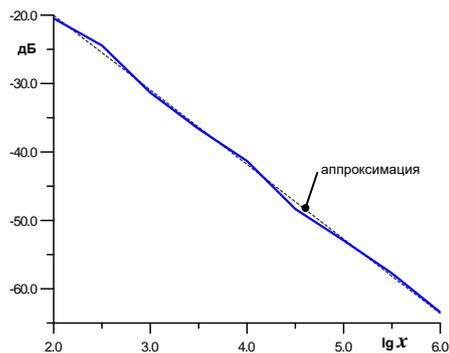


Рис. 5. Уровень ВКФ

Если в РСА при обработке используется оконная функция, то уровень ВКФ возрастает на 2...3 дБ в зависимости от вида функции. Данные графики позволяют выработать некоторые практические рекомендации по выбору параметров ЛЧМ сигнала. В частности, если в качестве порогового требования к степени подавления помех неоднозначности из +1-го и -1-го рекуррентных интервалов предъявить уровень минус (28...35) дБ, то этим требованиям будет удовлетворять ЛЧМ сигналы с противоположным направлением закона с базами более 520...2300 (при весовой обработке – 650...3500).

Для оценки степени подавления помехи неоднозначности за счет изменения знака скорости ЛЧМ проводилось математическое моделирование траекторного сигнала, отраженного от точечной цели, и основных процедур его обработки. При моделировании были приняты параметры КА и РСА, приведенные в таблице 1. На рис. 6 представлен фрагмент действительной части радиоголограммы при зондировании одинаковыми сигналами. На изображении радиоголограммы, которое можно также найти в [2,3], видны характерные яркостные линии гиперболического типа. Максимальная яркость достигается в центральной точке сигнала, где косинусная составляющая максимальна. Фрагмент радиоголограммы траекторного сигнала при чередовании знака скорости изменения ЛЧМ приведен на рис. 7. На данном изображении кроме линий гиперболического типа легко просматриваются эллиптические контуры, которые как раз свидетельствуют о присутствии комплексно сопряженного сигнала и делают радиоголограмму менее регулярной.

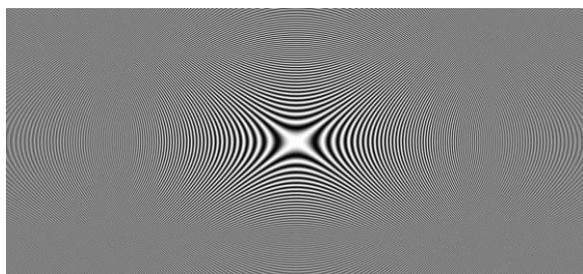


Рис. 6. Действительная часть радиоголограммы (одинаковый знак ЛЧМ)

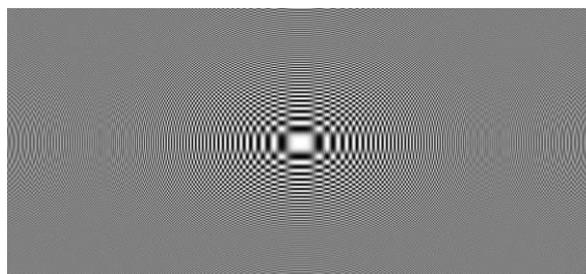


Рис. 7. Действительная часть радиоголограммы (смена знака ЛЧМ)

При обработке траекторного сигнала в качестве опорного колебания $S_{op}(t)$ используется сигнал, комплексно сопряженный зондирующему (5). В рассматриваемом случае он будет равен: $S_{op}(t) = U_0 \exp\{-j \cdot 0,5 \mu t^2\}$. Последовательная смена знака скорости изменения ЛЧМ в зондирующем сигнале влечет за собой соответствующую смену знака в показателе степени комплексного опорного сигнала, поэтому важным

фактором съемки становится правильное определение числа импульсов до начала зондирования. Выполнение этого условия обеспечивает корректный прием данных и согласованную обработку, как по дальности, так и по азимутальной координате.

Таблица 1. Основные параметры КА и РСА

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Высота орбиты	514 км	Частота дискретизации	150 МГц
Путевая скорость	7608,8 м/с	Полоса сигнала	125 МГц
Рабочая длина волны	3,14 см	Длительность импульса	6 мкс
Угол визирования	45°	Время синтеза	0,97 с
Наклонная дальность	758,9 км	Частота повторения	4013 Гц

На первом этапе моделировалось типовое зондирование РСА одинаковыми импульсами с положительным знаком скорости изменения ЛЧМ. На рис. 8а приведен отклик РСА на точечную цель из основной зоны съемки при согласованной обработке (под цифрой 1, $\rho = 0$, горизонталь соответствует азимутальной координате, вертикаль – наклонной дальности) и отклик на объект из 1-й зоны неоднозначности (под цифрой 2).

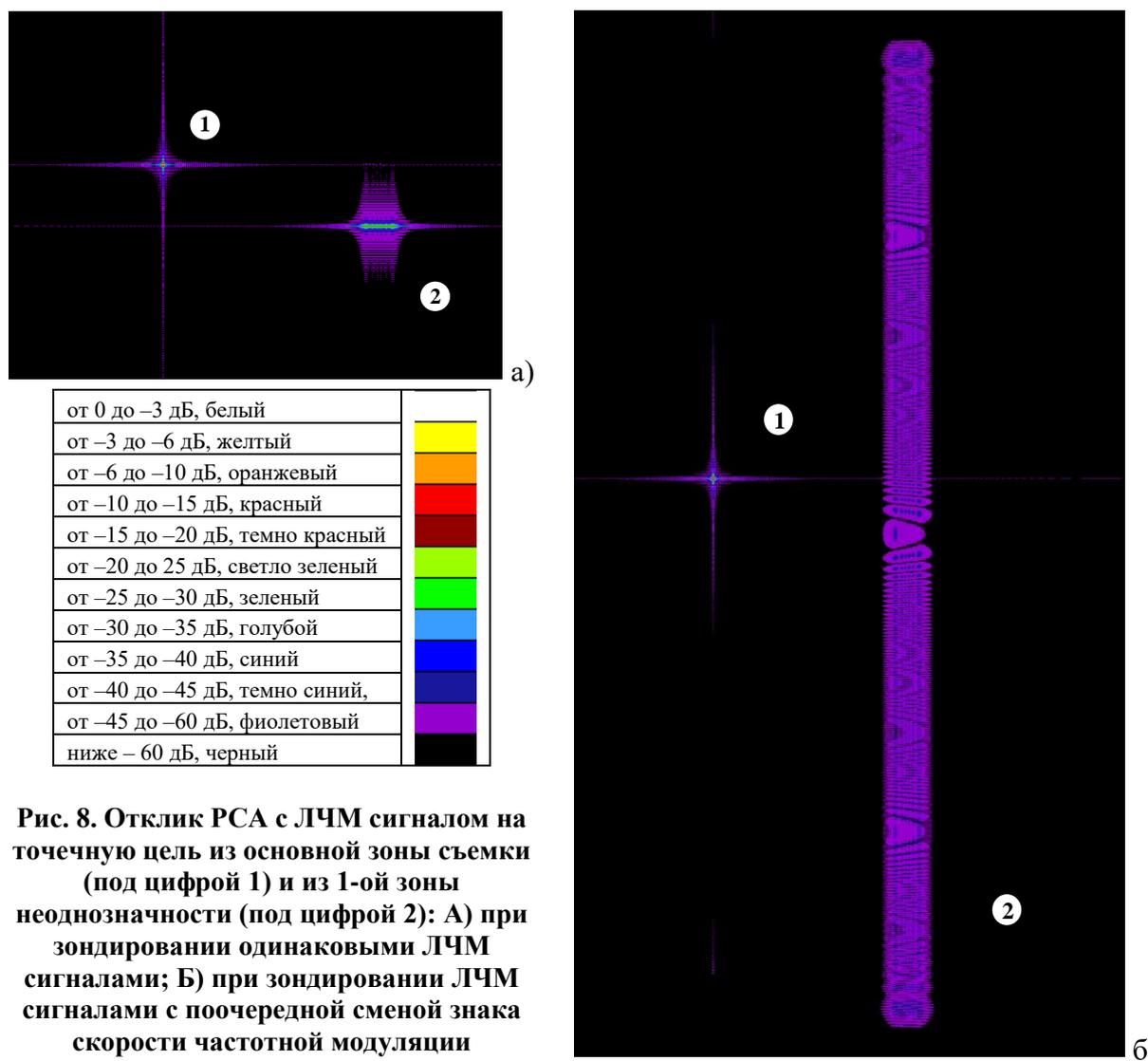


Рис. 8. Отклик РСА с ЛЧМ сигналом на точечную цель из основной зоны съемки (под цифрой 1) и из 1-ой зоны неоднозначности (под цифрой 2): А) при зондировании одинаковыми ЛЧМ сигналами; Б) при зондировании ЛЧМ сигналами с поочередной сменой знака скорости частотной модуляции

Положение цели № 2 немного смещено по дальности и по азимуту, чтобы не было наложения РЛИ. Полученное РЛИ № 2 показывает, что отклик от цели из зоны неоднозначности нормально сжат по дальности, но растянут (расфокусирован) вдоль азимутальной координаты. Это обусловлено тем, что азимутальная весовая функция рассчитывается на наклонную дальность до 1-ой цели и для второй цели обработка становится несогласованной. При одинаковой мощности траекторных сигналов расфокусировка приводит в рассматриваемых условиях к снижению уровня сигнала на 12 дБ. Поочередная смена знака скорости ЛЧМ привела к расфокусировке отклика цели № 2 по дальностной координате (рис. 8б), отклик от такой цели растянут по дальности на удвоенную длительность зондирующего сигнала ($2N_{imp}$). Общее подавление помехи неоднозначности из 1-ой зоны в условиях рассматриваемого примера составило по результатам измерений 41 дБ.

Свойства сигналов с нелинейной ЧМ

В настоящей работе исследуется возможность применения в РСА следующих видов сигналов с нелинейной ЧМ (НЧМ): сигнал с несимметричной квадратичной частотной модуляцией (КЧМ); сигнал с гиперболической частотной модуляцией (ГЧМ); сигнал с кусочно-линейной ЧМ (КЛЧМ). Другие известные сигналы с НЧМ (сигнал с V-образной ЧМ, сигнал с симметричной квадратичной ЧМ) имеют на 6...12 дБ более высокий уровень взаимно-корреляционных функций по сравнению перечисленными выше, поэтому здесь не рассматриваются.

В сигнале с несимметричной КЧМ [4] закон ЧМ представляет одну ветвь квадратичной функции:

$$\Omega(t) = -\pi W + \mu_k (t + T/2)^2, \quad (7)$$

где μ_k – параметр закона КЧМ, $\mu_k = 2\pi W/T^2$.

Для полной фазы комплексной огибающей сигнала получаем:

$$\Phi_t = -\pi Wt + \frac{2\pi}{3} W (t + T/2)^3 + \varphi_0. \quad (8)$$

В сигнале с ГЧМ [10] частота внутри импульса изменяется по гиперболическому закону вида $y(t) = 1/(at + b)$, а закон ЧМ является несимметричным относительно середины импульса. Свойства сигнала с ГЧМ зависят от выбора параметров a и b , т.е. от выбранного участка гиперболы, вырезку из которой представляет закон ЧМ. Пусть:

$$\Omega(t) = -\pi W + 2\pi W \cdot k_h / (at + b), \quad (9)$$

где k_h – коэффициент закона ГЧМ.

Неизвестные коэффициенты k_h , a и b можно найти, используя граничные условия при $t = -T/2$ и $t = +T/2$. Однако число уравнений меньше числа неизвестных, поэтому зададимся свободным коэффициентом b и приравняем его 1. Тогда после решения линейного уравнения получим: $a = -1/T$, $k_h = 0,75$ для нарастающей со временем частоты; $a = +1/T$, $k_h = 0,75$ для убывающей со временем частоты.

Для полной фазы колебаний путем интегрирования частоты получаем:

$$\Phi_t = -\pi Wt + 2\pi W \cdot \frac{k_h}{a} \cdot \ln |at + b| + \varphi_0. \quad (10)$$

Закон изменения частоты в сигнале с кусочно-линейной ЧМ состоит из нескольких участков ЛЧМ с разными скоростями. В простейшем случае рассмотрим два линейных участка изменения частоты:

$$\Omega(t) = \begin{cases} -\pi W + \pi b_1 W + 2\pi\mu_{1l}(t - t_1 T/2), & 0 \leq t < t_1 T, \\ -\pi W + \pi(1 - b_1)W + 2\pi\mu_{2l}(t - T(1 - t_1)/2), & t_1 T \leq t \leq T. \end{cases} \quad (11)$$

Где $t_1 < 1$ и $b_1 < 1$ – относительные параметры точки, характеризующей границу между двумя линейными участками по времени и по частоте;

μ_{1l} и μ_{2l} – скорости изменения частоты на соответствующих участках.

Изменение фазы на каждом линейном участке аналогично соотношению (5).

Основные параметры боковых лепестков, характеризующих свойства сигналов с НЧМ, сведены в таблицу 2. Анализ этих данных показывает, что по максимальному УБЛ рассматриваемые сигналы сопоставимы с ЛЧМ сигналом, однако по интегральному УБЛ только сигналы с гиперболической ЧМ и кусочно-линейной ЧМ приближаются к сигналу с ЛЧМ. Сигнал с несимметричной квадратичной ЧМ по параметру интегрального УБЛ хуже сигналов с фазокодовой модуляцией [11].

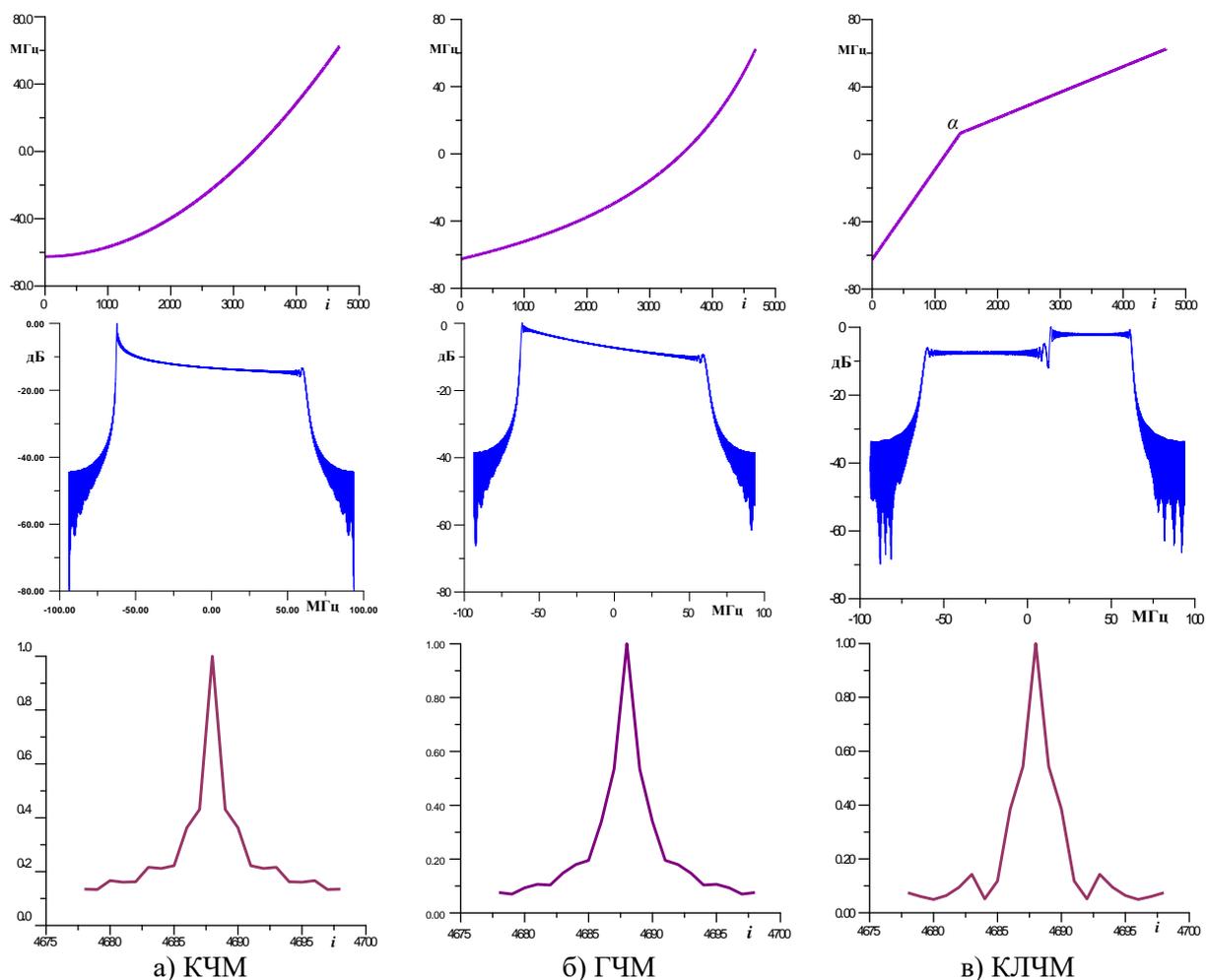


Рис. 9. Основные характеристики сигналов с нелинейной ЧМ

На рис. 9 графически представлены некоторые характеристики сигналов с нелинейной ЧМ:

верхний ряд – закон частотной модуляции при выбранных параметрах;

средний ряд – спектр сигнала;

нижний ряд – центральная часть сжатого сигнала по дальности.

Столбец а) относится к квадратичному закону ЧМ;

столбец б) – к гиперболическому;

столбец в) – к кусочно-линейному закону ЧМ.

Из графиков видно, что в отличие от ЛЧМ сигналов рассматриваемые сигналы имеют неравномерный спектр, что снижает эффективность весовой обработки. Осциллограммы сжатого сигнала выявляют еще одну особенность сигналов с НЧМ: при уровне сигнала на 7...8 дБ ниже максимального наблюдается заметное увеличение длительности сигнала, исчезают ярко выраженные при ЛЧМ провалы сигнала вокруг основного лепестка. Это отрицательно сказывается на пространственной разрешающей способности РСА и приводит к снижению резкости радиолокационного изображения. Улучшить УБЛ на 1...4 дБ и снизить ширину по «нулям» можно за счет оптимизации выбора t_1 и b_1 в сигнале с кусочно-линейной ЧМ.

Таблица 2 – Параметры УБЛ сигналов с нелинейной ЧМ

Параметр	Закон изменения частоты, $K_n = 1,5$		
	КЧМ	ГЧМ	КЛЧМ ($t_1=0,3; b_1=0,6$)
Максимальный УБЛ, дБ	-13,3	-14,9	-16,9
Средний УБЛ, дБ	-50,2	-59,7	-59,2
Среднеквадратический УБЛ, дБ	-38,4	-45,1	-47,5
Интегральный УБЛ, дБ	-0,91	-8,1	-10,6

На рис. 10 представлены зависимости максимального уровня взаимно-корреляционной функции (ВКФ) пар сигналов с положительной и отрицательной скоростью изменения ЧМ, при этом закон ЧМ обладает осевой симметрией. Наихудшими свойствами обладает сигнал с несимметричной КЧМ, у которого уровень ВКФ на 7...20 дБ выше, чем у ЛЧМ. У сигнала с гиперболической ЧМ проигрыш по этому показателю составляет 2...4 дБ. Самым близким к ЛЧМ сигналу по этому показателю оказался сигнал с кусочно-линейной ЧМ, у него максимальный уровень ВКФ на 1,5...2 дБ превышает аналогичный параметр ЛЧМ сигнала.

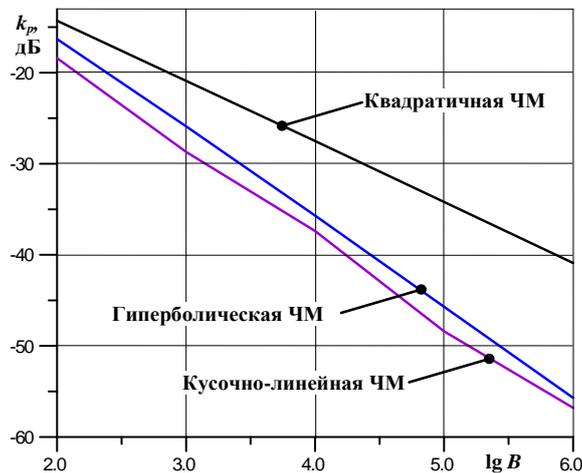


Рис. 10. Уровень ВКФ НЧМ сигналов

Сигналы с нелинейной ЧМ в РСА

Фрагменты радиоголограмм траекторного сигнала при использовании зондирующих импульсов с нелинейной ЧМ приведены на рис. 11, на котором верхний ряд соответствует зондированию одинаковыми сигналами, нижний ряд – зондированию с поочередной сменой направления закона ЧМ (а – квадратичная ЧМ, б – гиперболическая ЧМ, в – кусочно-линейная ЧМ). Голограммы верхнего ряда имеют много общего с голограммами для ЛЧМ сигнала, из деталей, которые не оказывают

существенного влияния на общую картину, можно отметить асимметрию изображений даже в идеальном случае. Более существенными различия становятся в случае зондирования сигналами со сменой знака ЧМ: в отличие от ЛЧМ сигнала здесь наблюдается расхождение изображений, соответствующих сигналам с положительной и отрицательной ЧМ (нижний ряд).

На рис. 12, 13 приведены синтезированные радиолокационные изображения при использовании в качестве модели эхо-сигнал от точечной цели и двух способов зондирования: типового, когда используется один и тот же зондирующий сигнал (рис. 12) и при поочередной смене знака скорости изменения ЧМ (рис. 13). Здесь под цифрой 1 обозначено РЛИ цели из основной зоны съемки, а под цифрой 2 представлена реакция РСА на цель из 1-ой зоны неоднозначности. Сигнал от цели № 2 рассматривается как помеха. В случае рис. 12 для синтеза РЛИ использовалась одна и та же азимутальная функция, которая согласована с дальностью основной зоны съемки. Поскольку на точечную цель № 2 фокусировка отсутствовала, то её РЛИ оказалось дефокусированным в азимутальном направлении (рис. 12). Среднее снижение уровня сигнала от расфокусировки составило 12 дБ. Также по рис. 12 довольно четко прослеживается изменение площади, занимаемой боковыми лепестками, в зависимости от вида зондирующего сигнала: кусочно-линейный закон ЧМ обеспечивает более компактное расположение боковых лепестков, чем гиперболический, а наибольшую площадь занимают боковые лепестки сигнала с квадратичным законом ЧМ.

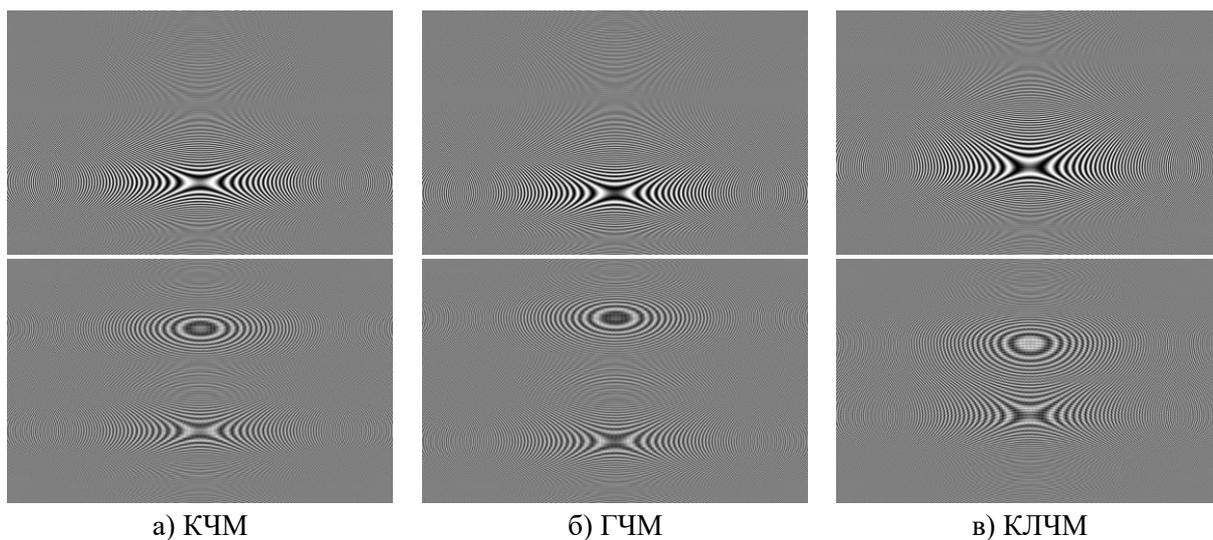


Рис.11. Радиолограммы траекторного сигнала

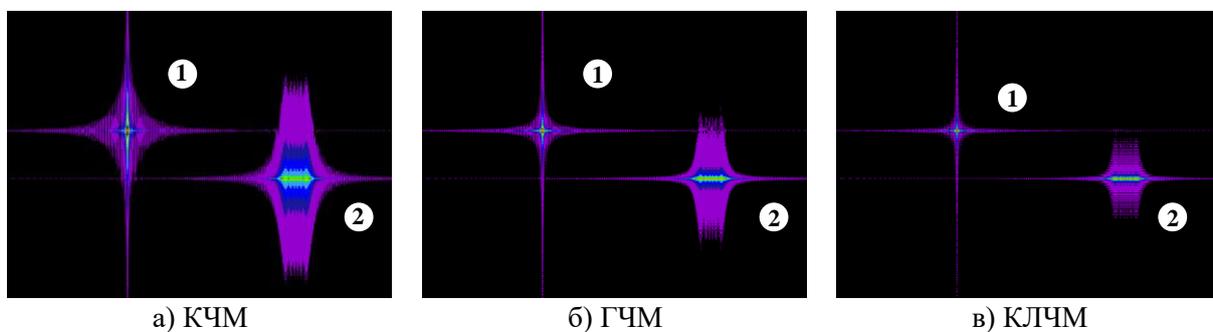


Рис. 12. Отклик РСА на точечные цели

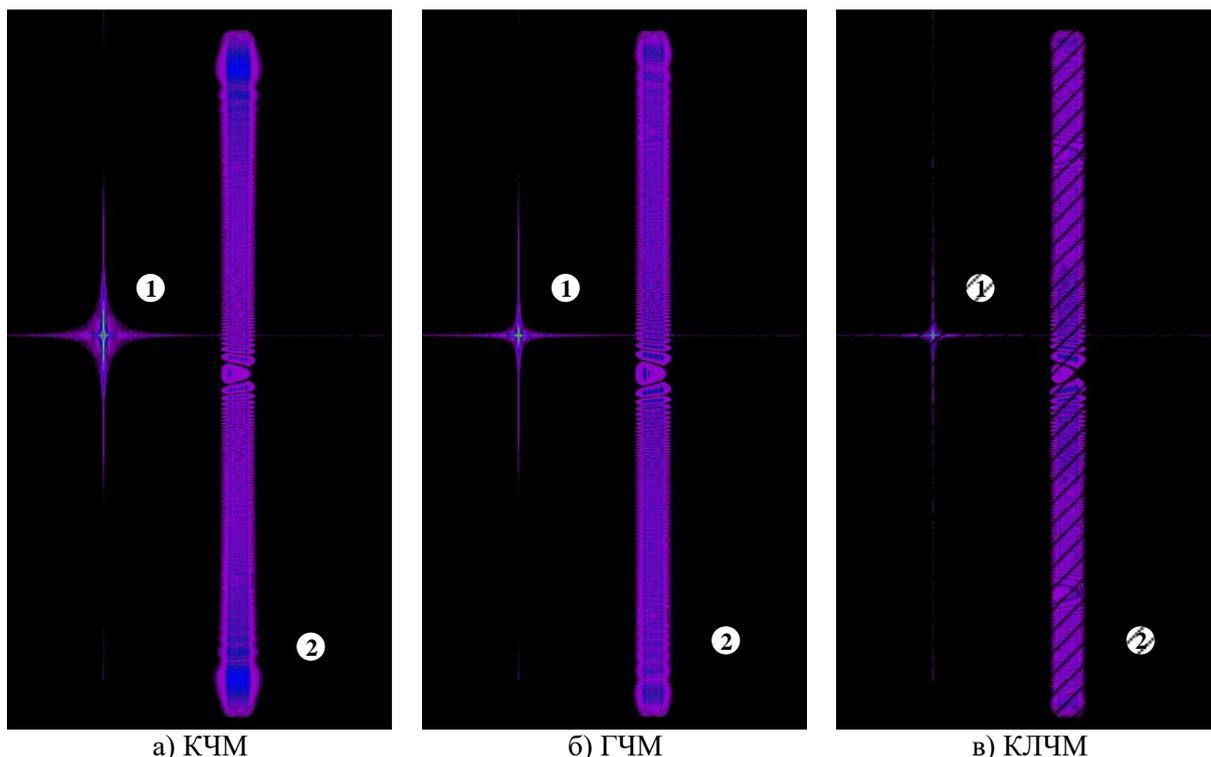


Рис.13. Отклик РСА на точечные цели при смене знака ЧМ зондирующего сигнала

На рис. 13 в подавлении помехи неоднозначности участвуют два фактора: расфокусировка по азимутальной координате и несогласованная фильтрация по дальности. В условиях рассматриваемого примера смена закона изменения ЧМ обеспечивает подавление при квадратичном законе ЧМ – 35,8 дБ, при гиперболическом – 39,8 дБ, при кусочно-линейном – 41,2 дБ.

Заключение

Из трех рассмотренных видов сигналов с нелинейной ЧМ наилучшими характеристиками обладают сигналы с кусочно-линейной ЧМ, которые незначительно (1...2 дБ) уступают сигналам с ЛЧМ по максимальному уровню взаимно-корреляционной функции. Однако изменение положения точки α позволяет создать семейство таких сигналов с разными скоростями изменения ЛЧМ, что благоприятно сказывается на подавлении помех неоднозначности.

Литература

1. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы зондирования Земли. Учеб. пособие для вузов. – М.: Радиотехника, 2005. 368 с.
2. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений: учебник для курсантов ВВИА имени профессора Н.Е. Жуковского. / Под ред. Л.А. Школьного. – М.: Изд. ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. 531 с.
3. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под общей ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. 680 с.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. радио, 1971. 568 с.

5. Костров В.В., Ракитин А.В. Радиолокационный космический сегмент дистанционного зондирования Земли в 2023 году: состояние и перспективы развития // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2023. №4. С.11-31.
DOI 10.24412/2221-2574-2023-4-11-31
6. Dall J., Kusk A. Azimuth Phase Coding for Range Ambiguity Suppression in SAR // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS-2004). Vol. 3. Pp.1734-1737. <https://doi.org/10.1109/IGARSS.2004.1370667>
7. Wen X., Qiu X., Han B., Ding C., Lei B., Chen Q. A Range Ambiguity Suppression Processing Method for Spaceborne SAR with Up and Down Chirp Modulation // Sensors 2018, 18, 1454; Pp.1-15. doi:10.3390/s18051454
8. Бабокин М.И., Савостьянов В.Ю., Степин В.Г. Частотная и фазовая модуляция ЛЧМ сигналов РСА малых космических аппаратов // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2023. №4. С.32-40.
9. Применение цифровой обработки сигналов / Под. ред. Э. Оппенгейма. – М.: Мир, 1980. 552 с.
10. Баскаков А.И., Болдинов Р.О. Коррекция боковых лепестков автокорреляционной функции радиолокационных и гидроакустических сигналов сложной формы // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. №1. С.21-25.
11. Кудря А.И., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. Расширение возможностей использования М-последовательностей в РСА // II Всероссийские Армандовские чтения [Электронные ресурсы]: Радиофизические методы в дистанционном зонировании сред / Материалы V Всероссийской научной конференции (Муром, 26-28 июня 2012 г.). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2012. С.518-531.