

ФОРМИРОВАНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ В РСА АНСАМБЛЕЙ КОРРЕЛЯЦИОННО РАЗВЯЗАННЫХ СОСТАВНЫХ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Петров А.С., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник Научно-производственного объединения им. С.А. Лавочкина, Химки, Московская область, e-mail: aspetr50@mail.ru

Ясенцев Д.А., д.т.н. профессор каф. 410 Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), e-mail: yasentsev@yandex.com

FORMATION AND APPLICATION IN SAR OF CORRELATIONALLY DECOUPLED COMPOSITE SIGNALS ENSEMBLES WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

Petrov A.S., Yasentsev D.A.

In pulsed radar equipment, in order to suppress echo signals received by the side lobes of the antenna pattern, modulating ensembles of phase-code modulation (FCM) signals are usually used. They are characterized by high cross-correlation isolation between the elements. At the same time, there is a problem of generating similar signals with linear frequency modulation (chirp). A variant of the formation of ensembles of composite signals with chirp, which are assigned the abbreviation C-chirp, is proposed. The pulse duration is divided into an arbitrarily set number of parts, in each of which a signal from the chirp is generated. The bandwidth is the same in all intervals, but the signs of the frequency rate change (increase or decrease) in adjacent intervals are different. Expressions for calculating the auto- and mutual (cross-) correlation functions of such signals are obtained and examples with visual graphical illustrations are given, confirming the possibility of implementing ensembles of modulating signals with C-chirp, characterized by high cross-correlation isolation, up to minus 30...40 dB. In addition, an explicit expression was obtained for the mutual correlation function of traditional signals with chirp, characterized by different signs of the frequency rate change, and with its help, the dynamics of dependence on the base of the correlation decoupling of such signals was analyzed.

Key words: synthetic aperture radar, linear frequency modulation, ensemble of correlationally decoupled signals.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, линейная частотная модуляция.

Введение

В импульсных радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) на вход приемника попадают эхосигналы, отраженные не только от области земной поверхности, облучаемой главным лепестком диаграммы направленности (ДН) антенны, но и от ее боковых лепестков [1] – [4]. Эти сигналы называют кратными помехами. Маркируя импульсы передатчика системой ортогональных сигналов, например, с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ), удается путем обработки в приемнике каждого импульса передатчика соответствующим ему согласованном фильтром подавить сигналы, принимаемые по нескольким (соседним с главным) угломестным боковым лепесткам ДН антенны [5]. Данный эффект возникает из-за наличия корреляционной развязки между сигналами, излученными в соседних периодах зондирования. Что касается эхосигналов, принимаемых по азимутальным боковым лепесткам ДН антенны, то они фильтруются по доплеровской частоте. Методы подавления этого типа кратной помехи здесь не рассматриваются.

Наряду с сигналами с ФКМ в аппаратуре космических РСА часто применяются сигналы с линейной ча-

В аппаратуре импульсных РСА с целью подавления эхосигналов, принимаемых боковыми лепестками диаграммы направленности антенны, как правило, используются модулирующие ансамбли сигналов с фазово-кодовой модуляцией (ФКМ). Они характеризуются высокой кросскорреляционной развязкой между элементами. Вместе с тем, существует проблема формирования аналогичных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Предложен вариант формирования ансамблей из составных сигналов с ЛЧМ, которым присвоена аббревиатура С-ЛЧМ. Длительность импульса разбивается на произвольно задаваемое число частей, в каждой из которых формируется сигнал с ЛЧМ. Ширина полосы частот во всех интервалах одинакова, но знаки скорости ее изменения (нарастания или убывания) в соседних интервалах различны. Получены выражения для расчета авто- и взаимных (кросс-) корреляционных функций таких сигналов и приведены примеры с наглядными графическими иллюстрациями, подтверждающими возможность реализации ансамблей модулирующих сигналов с С-ЛЧМ, характеризующихся высокой кросскорреляционной развязкой, до минус 30...40 dB. Кроме того, получено явное выражение для взаимной корреляционной функции традиционных сигналов с ЛЧМ, характеризующихся различными знаками скорости изменения частоты, и с его помощью проанализирована динамика зависимости от базы корреляционной развязки таких сигналов.

стотной модуляцией (ЛЧМ). Внутриимпульсная частота этих сигналов может изменяться как по нарастающему закону (от меньшего значения к большему), так и по обратному – от большего значения к меньшему. Закон из-

менения задается знаком коэффициента, определяющего скорость изменения частоты (КИЧ). При большом значении базы (произведения полосы частот сигнала на длительность импульса) эти два варианта сигнала с ЛЧМ станут обладать высоким уровнем взаимной корреляционной связки [3]. Однако для подавления кратных помех, принимаемых по нескольким боковым лепесткам ДН антенны, двух связанных сигналов, естественно, будет недостаточно. Поэтому в литературе предложено формирование сигналов с ЛЧМ, имеющих усложненную внутреннюю структуру.

Так, в [6] используются последовательности, в которых каждый элемент разделен на два интервала с различающимися от импульса к импульсу значениями длительности и КИЧ. Эти так называемые V-сигналы с ЛЧМ описаны в базовой монографии [7]. Еще один вариант структуризации импульсов с ЛЧМ по симметричной схеме с частотной зависимостью, напоминающей по форме букву W, предложен в [8]. Импульс сигнала с ЛЧМ разбивается уже не на две, а на четыре части с чередующимся знаком скорости изменения частоты в соседних интервалах. Авторы показали, что два W-сигнала с различающимися длительностями интервалов их разбиения на части обладают определенным уровнем взаимной корреляционной связки, который зависит от степени различия разбиения на части длительности полного импульса и от базы ЛЧМ сигнала.

Мы предлагаем обобщить концепцию разбиения сигнала с ЛЧМ не на две или четыре, а на произвольное число частей с чередующимся знаком КИЧ в каждом из них. Кроме того, предлагаем дополнительно ввести инвертированный вариант каждого такого сигнала, в котором знаки КИЧ во всех частях станут противоположными знакам КИЧ во всех частях исходного импульса. Назовем эту пару сигналов составными ЛЧМ сигналами и введем аббревиатуру С-ЛЧМ. Исходный и инвертированный по знаку КИЧ сигналы с С-ЛЧМ оказываются корреляционно связанными так же, как и исходные ЛЧМ сигналы с противоположными знаками КИЧ.

При большом значении базы сигналов с С-ЛЧМ, различающихся разбиением их длительности на части, удается добиться между ними хорошей корреляционной связки. В результате возникает возможность формирования в передатчике РСА достаточного для практических целей ансамбля корреляционно связанных сигналов. Он может служить альтернативой ансамблям, в которых используется маркировка излучаемых импульсов сигналами с ФКМ.

Цель работы: 1) исследование влияния значения базы на уровень взаимной корреляционной связки традиционных сигналов с ЛЧМ, характеризующихся различными знаками коэффициента, определяющего скорость изменения частоты; 2) разработка методики формирования составных сигналов с ЛЧМ; 3) анализ их авто- и взаимных корреляционных функций; 4) построение ансамблей, состоящих из сигналов с С-ЛЧМ, позволяющих обеспечить в аппаратуре РСА подавление эхосигналов угломестных кратных помех, принимаемых по боковым лепесткам ДН антенны.

Корреляционная связка традиционных сигналов с ЛЧМ, различающихся знаком КИЧ

Комплексная огибающая импульсного нормированного по амплитуде сигнала с линейной частотной модуляцией и длительностью T может быть представлена как

$$s(t) = \text{rect}(T, t)e^{\pm j\pi Kt^2} \quad (1)$$

где $K = \Delta f/T$ – коэффициент, определяющий скорость изменения частоты (крутизна частотной модуляции), Δf – ширина полосы частот сигнала, t – текущее значение времени, знак \pm определяет направление изменения частоты – ее нарастание или убывание. Функция $\text{rect}(T, t)$ по определению равна единице на интервале времени $|t| \leq T/2$ и нулю в других точках. Нормируем аргументы функции $\text{rect}(T, t)$ к T , а степень экспоненты к T^2

$$s(t) = \text{rect}(T, t)e^{\pm j\pi Kt^2/(T^2)} \rightarrow \text{rect}(1, t')e^{\pm j\pi Bt'^2} \quad (2)$$

где $t' = t/T$, а $B = \Delta f T = KT^2$ – база ЛЧМ сигнала, которая равна ширине его полосы частот Δf , умноженной на длительность импульса T . В дальнейшем будем использовать нормированное время, и штрих станем опускать.

Определим автокорреляционную функцию (АКФ) сигнала с традиционной ЛЧМ

$$\begin{aligned} I(\tau) &= \int_{-0.5}^{0.5} s^*(t)s(t-\tau)dt = \\ &= \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi Bt^2} e^{\pm j\pi B(t-\tau)^2} dt = e^{\pm j\pi B\tau^2} \text{sinc}(\pi B\tau). \end{aligned} \quad (3)$$

Второй сомножитель в правой части (3) это функция $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Теперь определим кросс-корреляцию ЛЧМ сигналов с противоположными знаками коэффициента k

$$\begin{aligned} \tilde{I}(\tau) &= \int_{-0.5}^{0.5} s^*(t)\tilde{s}(t-\tau)dt = \\ &= \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi Bt^2} e^{\mp j\pi B(t-\tau)^2} dt = \int_{-0.5}^{0.5} e^{\mp j\pi B[t^2 + (t-\tau)^2]} dt. \end{aligned} \quad (4)$$

Знак тильда означает, что операция корреляции выполняется между исходным сигналом и сигналом, имеющим противоположный знак коэффициента k . Используя символьный процессор математического пакета MathCAD находим аналитическое выражение для $\tilde{I}(\tau)$

$$\tilde{I}(\tau) = \frac{e^{\mp j\frac{3\pi B\tau^2}{4}}}{2\sqrt{2B}} \left\{ \text{erf}\left[\frac{\pi B(1+\tau)}{\sqrt{\mp j2\pi B}}\right] + \text{erf}\left[\frac{\pi B(1-\tau)}{\sqrt{\mp j2\pi B}}\right] \right\}, \quad (5)$$

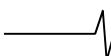
где $\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – гауссова функция ошибки (процедуры ее вычисления имеются во многих программных продуктах).

Выразим в децибелах функции $\tilde{I}(\tau)$ и $I_\Sigma(\tau) = I(\tau) + \tilde{I}(\tau)$

$$\begin{aligned} \tilde{I}(\tau), \text{дБ} &= 20 \log |\tilde{I}(\tau)|, \\ I_\Sigma(\tau), \text{дБ} &= [I(\tau) + \tilde{I}(\tau)], \text{дБ} = 20 \log |I(\tau) + \tilde{I}(\tau)|. \end{aligned} \quad (6)$$

Нормируем также суммарную функцию $I_\Sigma(\tau), \text{дБ}$ следующим образом

$$I'_\Sigma(\tau), \text{дБ} = I_\Sigma(\tau), \text{дБ} - I_\Sigma(0), \text{дБ}. \quad (7)$$



На рис. 1 приведены зависимости от нормированного к длительности импульса времени корреляционной и кросс-корреляционной функции ЛЧМ сигнала при нескольких значениях базы и зависимость функции $\tilde{I}(\tau)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$. Приведенные на рис. 1 зависимости свидетельствуют о том, что при увеличении значения базы сигнала ЛЧМ ширина нормированной автокорреляционной функции уменьшается. Что касается кросс-корреляционной функции, то ее ширина практически постоянна, но уровень снижается на 10 дБ при каждом возрастании базы в 10 раз. Этот вывод наглядно подтверждается зависимостями $I'_\Sigma(\tau)$, приведенными на рис. 2. Они аналогичны тем, которые можно найти в статье [3].

В целом, можно отметить, что, вообще говоря, сигналы с ЛЧМ, имеющие противоположные знаки крутизны изменения частоты, не являются ортогональными. Степень их ортогональности возрастает при увеличении базы. С геометрической точки зрения, два непараллельных вектора \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 можно ортогонализировать, выполняя следующую операцию

$$\mathbf{s}_{2\perp 1} = \mathbf{s}_2 - (\mathbf{s}_2 \mathbf{s}_1^H) \mathbf{s}_1^H \quad \text{и} \quad \mathbf{s}_{1\perp 2} = \mathbf{s}_1 - (\mathbf{s}_1 \mathbf{s}_2^H) \mathbf{s}_2^H, \quad (8)$$

где верхний индекс (H) означает выполнение нормировки вектора. В работе [9], в частности, предложен следующий упрощенный вариант повышения ортогональности двух типов сигнала с ЛЧМ $s_{2\perp 1}(t) = s_2(t) - \alpha s_1(t)$, где

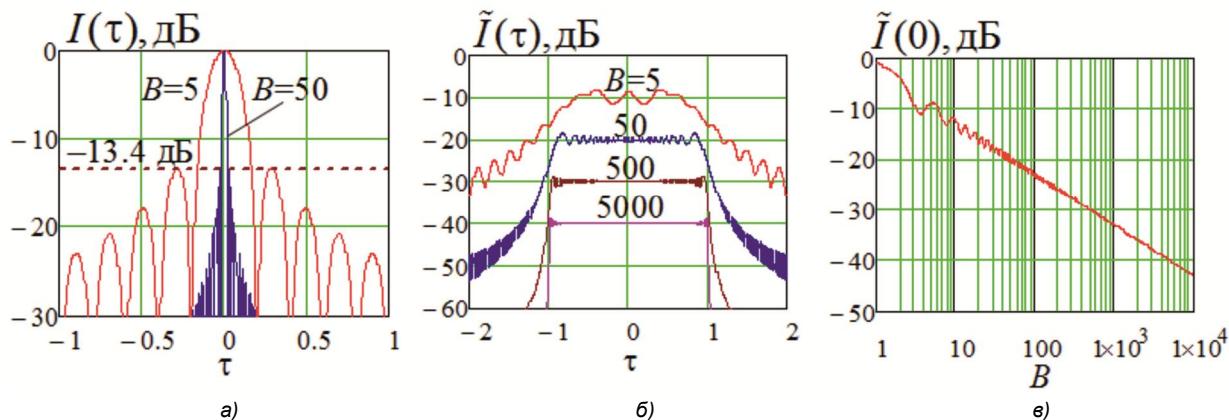


Рис. 1. Зависимость от нормированного к длительности импульса времени корреляционной – а) и кросс-корреляционной функции ЛЧМ сигнала – б) при нескольких значениях базы – б), зависимость функции $\tilde{I}(\tau)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$ – в)

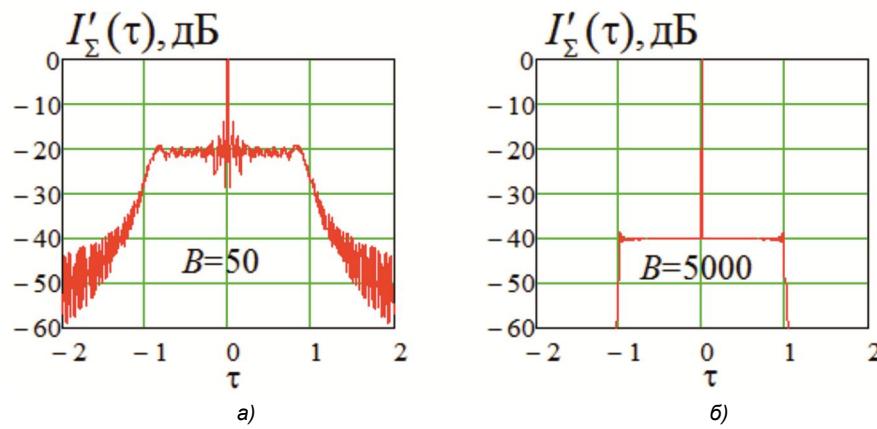


Рис. 2. Зависимость суммарного сигнала, полученного при выполнении процедур авто- и кросс-корреляции, от нормированного времени при двух значениях базы сигнала с ЛЧМ $B = 50$ – а) и $B = 5000$ – б)

$\alpha = \frac{e^{-j3\pi/4}}{\sqrt{2B}} \operatorname{erf}\left[e^{j3\pi/4} \sqrt{\pi B}\right]$. Полагая, что $s_{1,2}(t) = e^{\mp j\pi B t^2}$, с помощью символьного процессора определим кросс-корреляционную функцию

$$I_\perp(B, \tau) = \int_{-0.5}^{0.5} s_1^*(B, t) s_{2\perp 1}(B, t - \tau) dt = f_1(B, t) - f_2(B, t), \quad (9)$$

где

$$f_1(B, \tau) =$$

$$= -\frac{(1+j)\operatorname{sinc}(\pi B \tau) e^{j\pi B \tau^2} \left\{ \operatorname{erf}\left[0.5\sqrt{\pi}(1-j)\sqrt{B}\right] \right\}}{2\sqrt{B}}, \quad (10)$$

$$f_2(B, \tau) =$$

$$= -\frac{e^{\frac{j3\pi}{4}B\tau^2} \sqrt{2B} \left\{ \operatorname{erf}\left[\frac{\sqrt{\pi}(1-B\tau)}{\sqrt{j2B}}\right] + \operatorname{erf}\left[\frac{\sqrt{\pi}(1+B\tau)}{\sqrt{j2B}}\right] \right\}}{4B}, \quad (11)$$

Результаты расчета представлены на рис. 3, где цифрами 1 и 2 обозначены кривые зависимости кросс-корреляционных функций, полученных до введения поправки и после нее. Видим, что внесение поправки приводит к существенному уменьшению значения $I_\perp(B, \tau)$ за исключением узкой временной области $-B^{-1} \leq \tau \leq B^{-1}$, в которой она ведет себя асимптотически, как

$$I_\perp(B, \tau) \sim 10 \log \left[\frac{\operatorname{sinc}^2(\pi B \tau)}{2B} \right], \text{ дБ}. \quad (12)$$

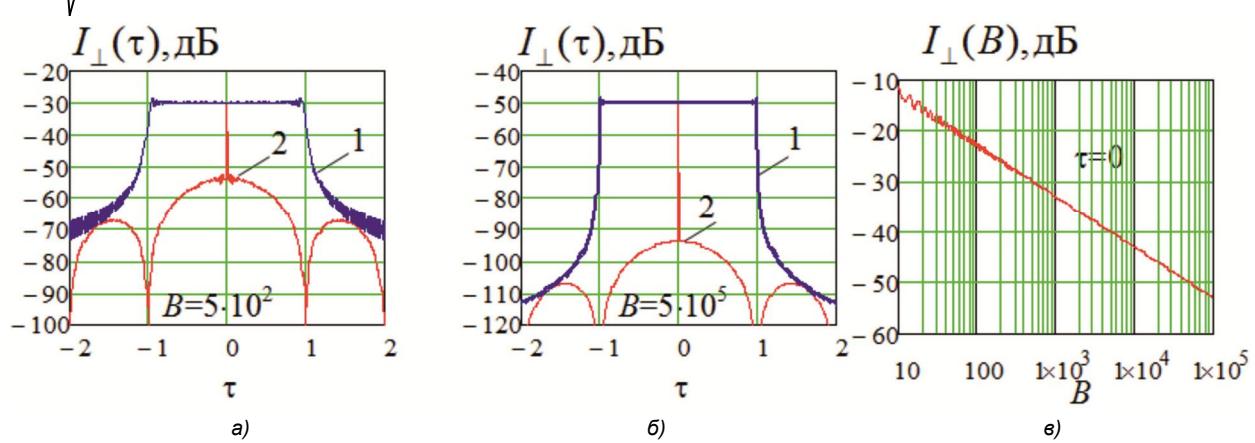


Рис. 3. Зависимость кросс-корреляционной функции от нормированного к длительности импульса времени с учётом поправочного коэффициента α при значении базы $B = 500$ – а) и $B = 5 \cdot 10^5$ – б); зависимость функции $I_{\perp}(B)$ от базы сигнала в момент времени $\tau = 0$ – в)

Составной сигнал с ЛЧМ и его корреляционные характеристики

Иллюстрация зависимости частоты от времени в импульсе традиционного и составного сигнала с ЛЧМ дана на рис. 4. Цветом выделены отдельные части импульса. В традиционном сигнале с ЛЧМ имеет место монотонный характер изменения частоты по всей длительности импульса (ее возрастание либо убывание). В сигнале С-ЛЧМ монотонность сохраняется только на каждом отдельном временном интервале. Аналогично традиционному варианту на каждом интервале возможно задание двух различных знаков скорости изменения частоты. Длительность T сигнала С-ЛЧМ произвольным образом разделяется на N парциальных частей, и формируется массив $\mathbf{M} = (\Delta t_0, \Delta t_1, \dots, \Delta t_{N-1})^T$, где Δt_n нормированная к T длительность n -го интервала. Сумма Δt_n должна равняться единице. Отметим также, что ширина полосы частот Δf этого сигнала на каждом временном интервале сохраняет постоянной значение, однако база изменяется, а именно, $B_n = \Delta f T \Delta t_n = B \Delta t_n$. Скорость изменения частоты на n -м интервале $K_n = B/(T \Delta t_n)$.

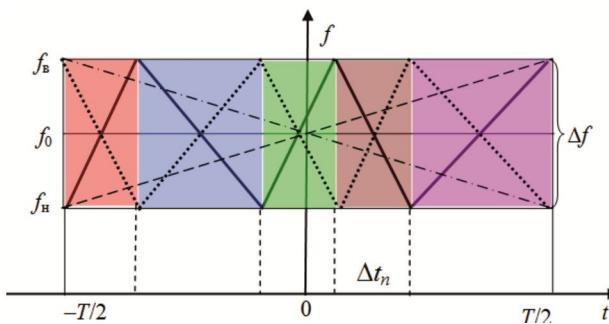


Рис. 4. Зависимость частоты от времени в импульсе с традиционным монотонным характером ее изменения по всей длительности (пунктир и штрих-пунктир) и составной сигнал с ЛЧМ (сплошные линии). Точечными линиями показана зависимость частоты от времени в составном сигнале, в каждом фрагменте которого знак скорости изменения частоты противоположен к тому, который изображен сплошной линией

Нормированные к длительности импульса T центры парциальных интервалов определяются следующим образом

$$C_0 = 0.5(1 - M_0), \quad C_n = C_0 + 0.5 \sum_{n=1}^{N-1} (M_{n-1} + M_n), \quad (13)$$

$$n = 1, \dots, N-1.$$

Зависимость суммарного сигнала от нормированного времени $t' = t/T$

$$s(t') = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[\mathbf{M}_n, t' + \mathbf{C}_n] \exp[j(-1)^n \pi K_n (t' + \mathbf{C}_n)^2], \quad (14)$$

Переходя к реальному времени, получим

$$s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[t_n, t + T\mathbf{C}_n] \exp[j(-1)^n \pi K_n (t + T\mathbf{C}_n)^2]. \quad (15)$$

Взаимная корреляция двух комплексных импульсных сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, имеющих одинаковую длительность T , определяется следующим образом

$$I_{1,2}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_1^*(t) s_2(t - \tau) dt \quad (16)$$

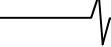
Если $s_1(t) = s_2(t)$, то получим автокорреляционную функцию.

При обработке цифровых сигналов с помощью быстрого преобразования Фурье реализуется их свёртка в частотной области. В этом случае интеграл берется от произведения первого сигнала на второй из них, который инвертирован (перевернут), задержан по времени и комплексно сопряжен, т.е. $\tilde{s}_2(t, \tau) = s_2^*(\tau - t)$

$$\tilde{I}_{1,2}(\tau) = \int_{-T/2}^{T/2} s_1(t) \tilde{s}_2(\tau - t) dt. \quad (17)$$

В рассматриваемом случае, когда используется составной сигнал с ЛЧМ, для его обращения выполняется следующая процедура. Пусть первому из них соответствуют массивы \mathbf{M}_1 и \mathbf{C}_1 , а второму – \mathbf{M}_2 и \mathbf{C}_2 . Вначале инвертируется массив \mathbf{M}_2 и формируется обращенный массив $\tilde{\mathbf{M}}_2 = (\Delta t_{N-1}, \Delta t_{N-2}, \dots, \Delta t_1, \Delta t_0)^T$. Затем по формуле (13) рассчитывается соответствующий ему массив $\tilde{\mathbf{C}}_2$ и, наконец, определяется инвертированный и комплексно сопряженный сигнал (нижнюю индексную цифру 2 для краткости записи опускаем)

$$\tilde{s}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \text{rect}[T\tilde{\mathbf{M}}_n, t + T\tilde{\mathbf{C}}_n] \exp[j(-1)^n \pi \tilde{K}_n (t + T\tilde{\mathbf{C}}_n)^2], \quad (18)$$



На рис. 5 приведена иллюстрация процедуры инвертирования и комплексного сопряжения исходного составного сигнала с ЛЧМ при нечетном и четном числе его фрагментов.

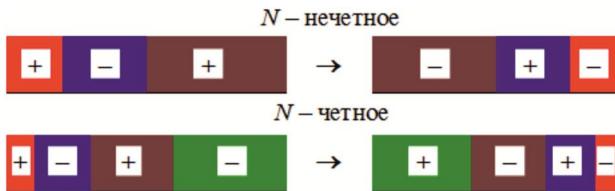


Рис. 5. Иллюстрация инвертирования и комплексного сопряжения исходного составного сигнала с ЛЧМ при нечетном и четном числе его фрагментов.

Слева схема исходного сигнала, а справа – инвертированного и пофрагментно комплексно сопряженного

В качестве примера на рис. 6 приведена зависимость от времени мнимой составляющей импульсного составного сигнала с ЛЧМ при $M = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]^T$, $T = 1$ и $B = 100$. На рис. 7. изображен модуль спектра этого сигнала. Расчет спектральных и корреляционных функций сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ с помощью приведенных выше соотношений оказывается трудоемкой в вычислительном отношении процедурой, и, следовательно, затратной по времени. Поэтому ее обычно выполняют с использованием прямого и обратного быстрого преобразования Фурье (БПФ) [10].

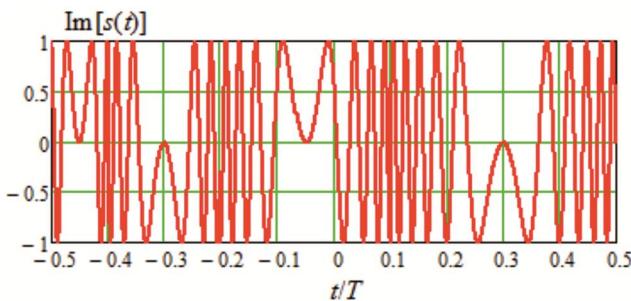


Рис. 6. Зависимость от времени мнимой составляющей импульсного составного сигнала с ЛЧМ при $M = [0.1, 0.2, 0.3, 0.4]^T$, $T = 1$ и $B = 100$

На первом этапе комплексные сигналы в интервале от $(-T, T)$ дискретизируются по времени с шагом $\Delta t = (\alpha_{os}\Delta f)^{-1} = T/(\alpha_{os}B)$. В результате этого формируется массив отсчетов времени \mathbf{T} длиной $N = \lfloor 2\alpha_{os}B \rfloor$, α_{os} – коэффициент передискретизации. Для каждого отсчетного значения времени рассчитывается значение сигнала, и тем самым формируется массив \mathbf{s} . Его спектр \mathbf{S} определяется с помощью БПФ, процедуры выполнения которого имеются в библиотеках многих современных программных продуктов, а именно $\mathbf{S} = \text{CFFT}(\mathbf{s})$. Автокорреляционную функцию (АКФ) находят, выполняя обратное БПФ от произведения спектра сигнала на его комплексно сопряженное значение $\mathbf{I} = \text{ICFFT}(\mathbf{S}\mathbf{S}^*)$. Взаимную корреляционную функцию массивов отсчета двух сигналов \mathbf{s}_1 и \mathbf{s}_2 с С-ЛЧМ, определяют, как $\mathbf{I}_{1,2} = \text{ICFFT}(\mathbf{S}_1 \circ \tilde{\mathbf{S}}_2) = \text{ICFFT}[\text{CFFT}(\mathbf{s}_1) \circ \text{CFFT}(\tilde{\mathbf{s}}_2^*)]$, где верхний знак тильда означает инверсию временных отсчетов сигнала, а звездочка – комплексное сопряжение, \circ – поэлементное перемножение компонентов векторов.

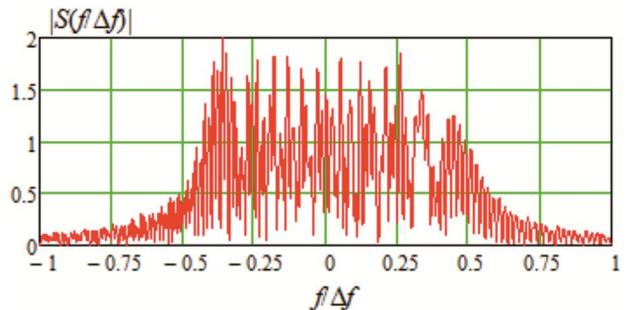


Рис. 7. Модуль спектра составного сигнала с ЛЧМ, изображенного на рис. 6

Результаты расчетов

Сформируем ансамбль, состоящий из $N = 10$ корреляционно развязанных сигналов с С-ЛЧМ. Пусть нормированная длительность импульса из этого ансамбля разбивается на две инвертированные по знаку КИЧ части. И пусть нормированные к длительности импульса их первые половины принимают значения ± 0.2 , ± 0.4 , ± 0.6 и ± 0.8 . Знаки соответствуют знаку при коэффициенте скорости изменения частоты в сигнале с ЛЧМ. Добавим к ним еще два сигнала, которые соответствуют исходному сигналу с ЛЧМ (с положительным и отрицательным знаком КИЧ, но без разбиения длительности импульса на части). Поставим ему в соответствие индекс $i = 0$.

Введем следующие обозначения: \mathbf{I}_i – автокорреляция i -го сигнала, $\tilde{\mathbf{I}}_i^\pm$ – взаимная корреляция сигнала и его альтернативы с противоположным знаком скорости изменения частоты, $\tilde{\mathbf{I}}_{i,k}^{+,-}$ – взаимная корреляция всех различающихся пар сигналов, входящих в ансамбль. С целью нормировки положим $T = 1$, а базу сигнала примем равной $B = 1000$ (такую базу, например, будет иметь сигнал с длительностью 20 мкс и шириной полосы частот 50 МГц). Результаты расчета представлены на рис. 8. Видим, что в наихудшем случае значение корреляционной развязки $\tilde{\mathbf{I}}_{i,i+1}^-$ не превысит минус 21 дБ.

Снова положим $T = 1$, но теперь зададим $B = 10000$ (этому случаю соответствует, например, снова длительность импульса 20 мкс, но ширина полосы частот сигнала с ЛЧМ 500 МГц). Уменьшая вдвое интервал разбиения импульса на части, а, значит, увеличивая общую длину ансамбля $N = 20$, получим результат, представленный на рис. 9. Видим, что в худшем случае значение корреляционной развязки окажется на уровне минус 30 дБ. Уменьшение числа элементов разбиения позволит дополнительно улучшить развязку между ними. Увеличивая число интервалов разбиения импульсов передатчика можно формировать дополнительные сигналы с С-ЛЧМ, которые будут характеризоваться высокой корреляционной развязкой, что также позволит увеличить длину ансамбля.

Наконец, на рис. 10 приведены зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции двух сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ. Длительности двух сигналов с С-ЛЧМ разбиты по времени на различное число частей. Первый из них характеризуется разбиением на 5 составных частей $\pm(0.1, 0.15, 0.2, 0.25, 0.3)$, второй – на две со-

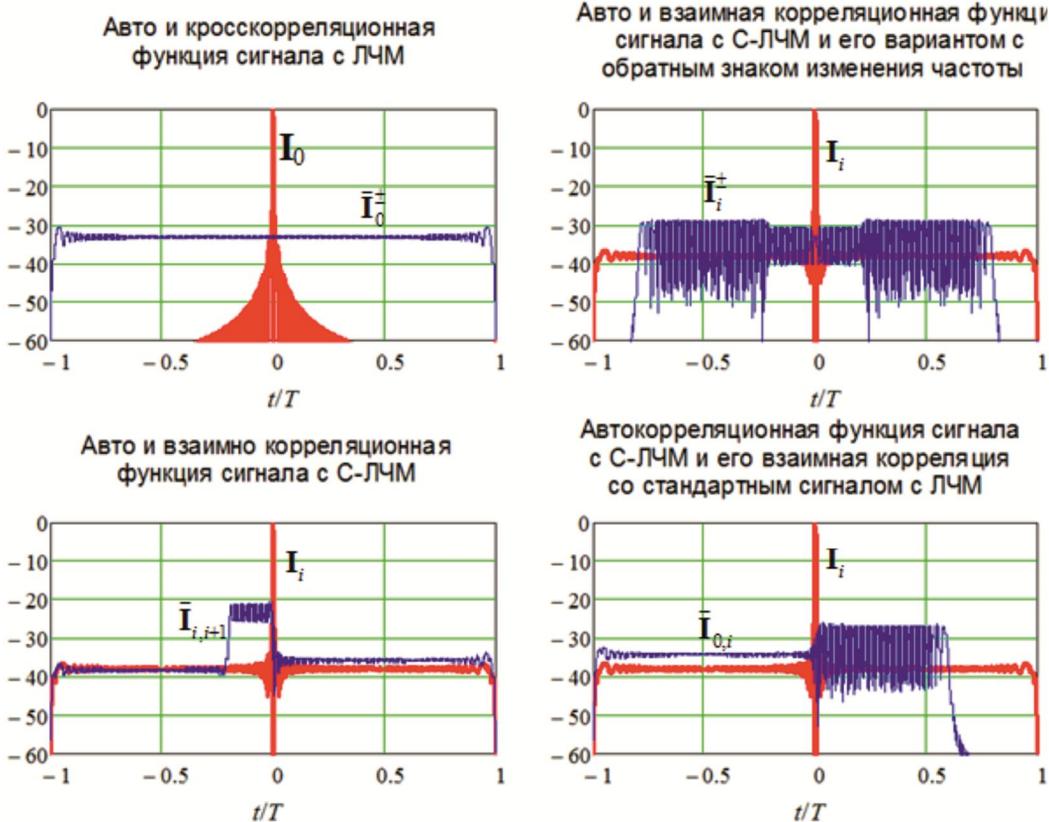


Рис. 8. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигналов ансамбля сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ, состоящего из 10 элементов

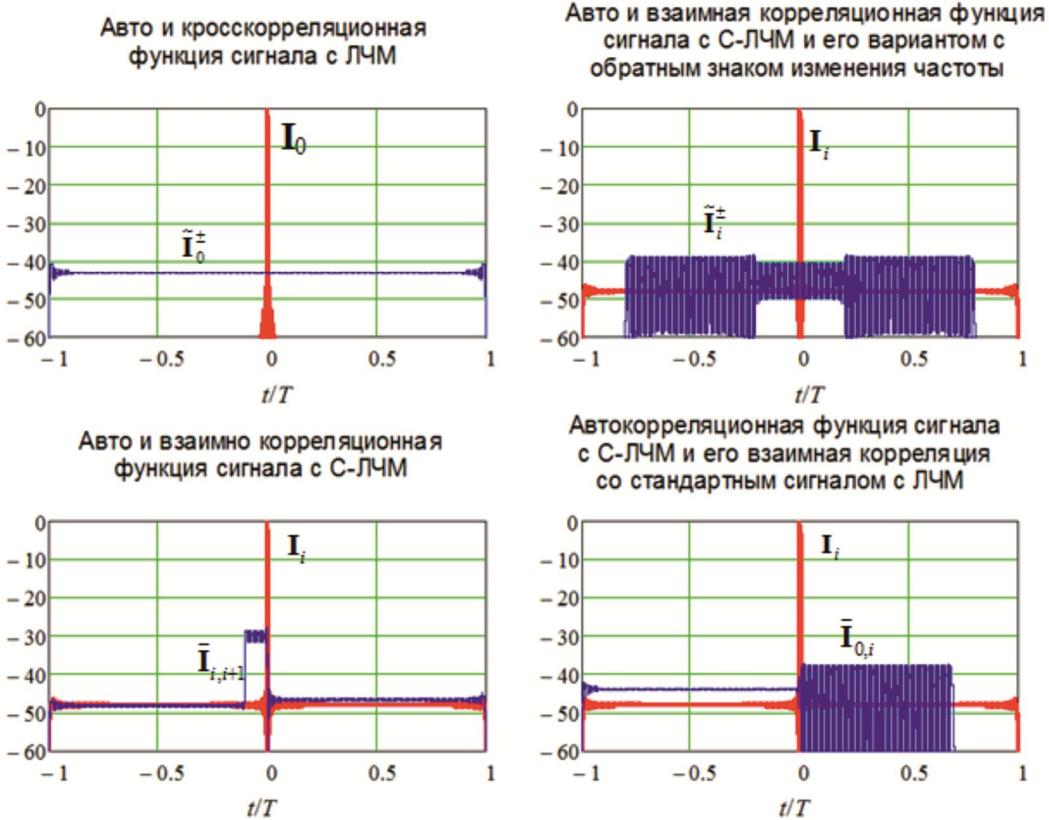


Рис. 9. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигналов ансамбля сигналов с ЛЧМ и С-ЛЧМ, состоящего из 20 элементов при $B = 10000$

ставные части (0.4, 0.6), база сигналов по-прежнему $B = 10000$. Видим, что и в этом случае корреляционная

развязка двух сигналов не превышает минус (почему) 30 дБ, причем, с хорошим запасом.

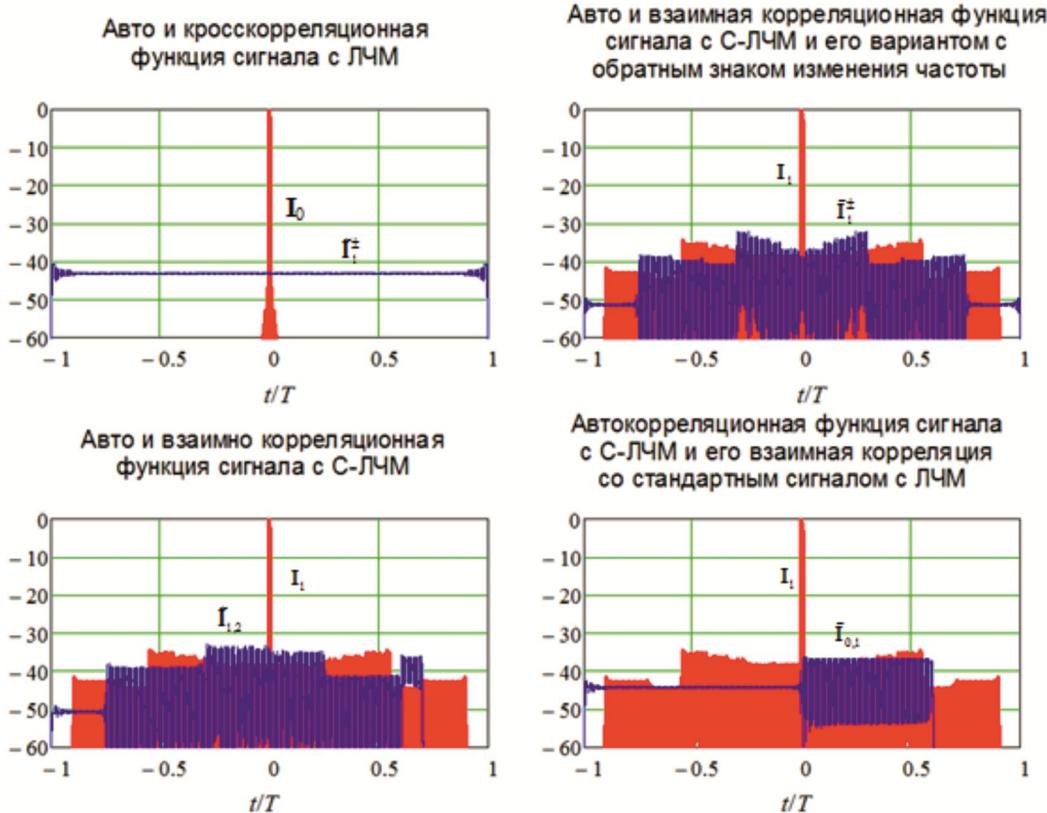


Рис. 10. Зависимости от нормированного времени авто и взаимной корреляции сигнала ЛЧМ и двух сигналов с С-ЛЧМ, различающихся числом разбиения длительности импульсов при $B = 10000$

Заключение

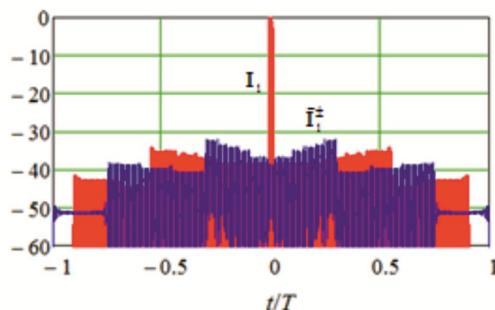
Существует возможность реализации ансамблей сигналов с высоким уровнем взаимной корреляционной связки между их отдельными элементами за счет использования составных сигналов с линейной частотной модуляцией. Разработана методика формирования и анализа характеристик ансамблей таких сигналов. Эти сигналы наравне с сигналами с фазово-кодовой модуляцией могут использоваться в аппаратуре РСА для подавления кратных помех по дальности, принимаемых по боковым лепесткам диаграммы направленности антennы. Расчетным путем установлено, что уровень взаимокорреляционной связки для ансамблей подобных сигналов составляет не менее 30 дБ.

Работа выполнена в рамках государственного задания Минобрнауки России, номер темы FSFF-2023-0005.

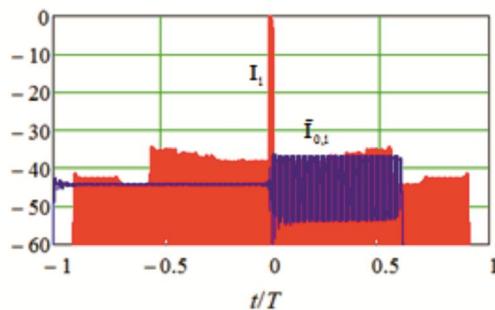
Литература

- Curlander J.C., McDonough R.N. Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing. New York: Wiley-Interscience. 1991. 647 p.
- Barbarossa S., Levini G. An Antenna Pattern Synthesis Technique For Spaceborne SAR Performance Optimization. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 1991. vol. 29, no. 2, pp. 254-259.
- Mittermayer J., Martinez J.M. Analysis of Range Ambiguity Suppression in SAR by Up and Down Chirp Modulation. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters. 2005. vol. 2, no. 3, pp. 254-259.
- Villano M., Krieger G., Moreira A. Nadir Echo Removal in Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity and Dual-Focus Postprocessing. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters. 2018, vol. 15, no. 5, pp. 719-723.
- Kuk Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио. 1971. 568 с.
- Wang Y., Ding Z., Ji W., Zeng T., Long T., Kuai Z. Time-Varying Nadir Echo Suppression for Spaceborne Stripmap Range Sweep Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters. 2021, vol. 18, no. 5, pp. 826-830.
- Krieger G. MIMO-SAR: Opportunities and Pitfalls. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 2014, vol. 52, no. 5, pp. 2628-2645.
- Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учеб. пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. М.: Радиотехника, 2020. 264 с.

Auto and cross-correlation function of signal with LFM
Auto and mutual correlation function of signal with C-LFM and its variant with frequency change sign
Auto and mutual correlation function of signal with C-LFM
Auto-correlation function of signal with C-LFM and its mutual correlation with standard LFM signal



Auto and mutual correlation function of signal with C-LFM and its variant with frequency change sign



Auto-correlation function of signal with C-LFM and its mutual correlation with standard LFM signal

tion for Point and Distributed Targets. IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS 2003) Proceedings, vol. 6, 4077-9 p.

4. Петров А.С., Прилуцкий А.А., Волченков А.С. Угломестная и азимутальная неоднозначности сигнала, принимаемого аппаратурой космического радиолокатора с синтезированной апертурой. Вестник НПО им. С.А. Лавочкина. 2019. № 1. С. 39-47.

5. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018. 482 с.

6. Villano M., Krieger G., Moreira A. Nadir Echo Removal in Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity and Dual-Focus Postprocessing. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters, 2018, vol. 15, no. 5, pp. 719-723.

7. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. М.: Советское радио. 1971. 568 с.

8. Wang Y., Ding Z., Ji W., Zeng T., Long T., Kuai Z. Time-Varying Nadir Echo Suppression for Spaceborne Stripmap Range Sweep Synthetic Aperture Radar via Waveform Diversity. IEEE Geoscience And Remote Sensing Letters. 2021, vol. 18, no. 5, pp. 826-830.

9. Krieger G. MIMO-SAR: Opportunities and Pitfalls. IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. 2014, vol. 52, no. 5, pp. 2628-2645.

10. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учеб. пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. М.: Радиотехника, 2020. 264 с.