

УДК 621.396.96

АНАЛИЗ ФАЗОВОЙ СТРУКТУРЫ СИГНАЛА С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПРИ ОБРАБОТКЕ В РАДИОЛОКАТОРАХ С ВЫСОКОЙ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТЬЮ

© 2024 г. К. Ю. Гаврилов^{а,*}, М. А. Митькин^б

^аМосковский авиационный институт (национальный исследовательский университет),
Волоколамское шос., 4, Москва, 125993 Российская Федерация

^бРоссийский научно-исследовательский институт радио им. М.И. Кривошеева,
ул. Казакова, 16, стр. 1, Москва, 105005 Российская Федерация

*E-mail: gvrk61@mail.ru

Поступила в редакцию 21.06.2024 г.

После доработки 21.06.2024 г.

Принята к публикации 25.06.2024 г.

Рассмотрены основные этапы приема и обработки сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), отраженного от точечной движущейся цели. При вычислении фазовых компонент принимаемого ЛЧМ-сигнала использован принцип трансформации масштаба времени, проявляющийся при взаимном движении цели и радиолокационной станции (РЛС) с импульсным излучением. На всех этапах обработки ЛЧМ-сигнала, включающих перенос частоты, квадратурную демодуляцию (выделение комплексной огибающей сигнала) и согласованную фильтрацию, определены амплитудная и фазовая функции сигнала, позволяющие проводить когерентную обработку пачки радиоимпульсов. Проведен анализ фазовой структуры ЛЧМ-сигнала, в результате которого определены основные фазовые компоненты, учитываемые при межпериодной обработке сигналов в РЛС с высокой разрешающей способностью.

Ключевые слова: сигнал с линейной частотной модуляцией, трансформация масштаба времени, квадратурная демодуляция сигнала, согласованная фильтрация сигнала

DOI: 10.31857/S0033849424080026, EDN: HPCSKN

ВВЕДЕНИЕ

Сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) являются одними из наиболее распространенных видов сигналов, используемых в современных радиолокаторах с высоким разрешением как по дальности, так и по азимуту (в последнем случае – в радиолокаторах с синтезированием апертуры (РСА)). Когерентная обработка таких сигналов возможна лишь при точном определении их фазовой структуры, которая в случае движения лоцируемой цели или носителя радиолокационной станции (РЛС) является довольно-таки сложной функцией времени [1–4]. При этом фазовая структура ЛЧМ-сигнала является многокомпонентной, степень важности и учета отдельных слагаемых которой зависит как от параметров зондирующего сигнала, так и от динамических характеристик цели.

Несмотря на детальное изучение свойств ЛЧМ-сигнала, описанных в литературе (см., например, [3–7]), многие составляющие компоненты его фазы не учитываются, а природа их возникновения зачастую ограничивается лишь словесным описанием. Кроме того, описание изменений

фазовых компонент в цепочке последовательных преобразований ЛЧМ-сигнала в радиолокационном приемнике носят обычно фрагментарный характер, а окончательный вид сигнала после его обработки записывается, как правило, без учета задержки во времени и фазовых сдвигов, обусловленных девиацией частоты и доплеровским сдвигом частоты [3–11].

В данной статье авторы попытались наиболее подробно описать структуру принимаемого ЛЧМ-сигнала, отраженного от движущейся точечной цели, а также изменения его вида, включая фазовую структуру сигнала, во всей цепочке преобразований с окончательным этапом – согласованной фильтрацией сигнала.

Целью работы является анализ фазовой структуры ЛЧМ-сигнала, отраженного от движущейся точечной цели и определение его вида после таких преобразований, как квадратурная демодуляция и согласованная фильтрация.

Подобный анализ приобретает особое значение, когда необходимо получение высокого или сверхвысокого разрешения по дальности (порядка

десятков сантиметров или выше), так как в этом случае учет фазовых сдвигов, обусловленных только доплеровским смещением частоты, оказывается недостаточным.

1. ОПИСАНИЕ СИГНАЛА НА ВХОДЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ПРИЕМНИКА

В основе построения модели произвольного радиолокационного сигнала, отраженного от движущейся цели, лежит принцип трансформации масштаба времени, подробно описанный в [12, 13]. Согласно этому принципу сигнал $s_0(t)$, излученный в течение времени $t \in [0, T_0]$ (T_0 – длительность сигнала), при отражении от цели, движущейся с радиальной скоростью v , поступает на вход приемника в момент времени t_0 (время запаздывания сигнала) и имеет вид

$$s_1(t) = s_0(\gamma(t - t_0)), \quad t \in [t_0, t_0 + T_1], \quad (1)$$

где коэффициент γ в случае приближения цели к РЛС и удаления цели от РЛС соответственно равен

$$\gamma = \frac{c - v}{c + v} \text{ и } \gamma = \frac{c + v}{c - v}$$

(c – скорость распространения радиоволн).

Величину γ называют коэффициентом трансформации масштаба времени. В силу условия $v \ll c$ выражение для коэффициента γ обычно записывают в упрощенном виде

$$\gamma = 1 \pm \frac{2v}{c} = 1 \pm \gamma_0, \quad \gamma_0 = \frac{2v}{c}. \quad (2)$$

Из (1) следует, что при трансформации масштаба времени длительность принимаемого сигнала $T_1 = \gamma T_0$ отличается от длительности зондирующего сигнала T_0 , однако в силу малости значения γ_0 (обычно менее 10^{-5}) этим отличием вполне можно пренебречь, полагая $T_0 = T_1 = T$.

Получим выражение для принимаемого ЛЧМ-сигнала с учетом принципа трансформации масштаба времени согласно (1). Зондирующий ЛЧМ-сигнал запишем в виде

$$s_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \sin(2\pi f_0 t + \pi \mu t^2), \quad t \in [0, T], \quad (3)$$

где

$$\text{rect}(x) = \begin{cases} 1 & \text{при } x \in [0, 1], \\ 0 & \text{при } x \notin [0, 1], \end{cases} \quad (4)$$

– функция прямоугольного окна; f_0 – начальная частота ЛЧМ-сигнала; $\mu = \Delta f/T$ – скорость нарастания частоты ЛЧМ-сигнала при девиации частоты, равной Δf . Отметим, что при явном указании интервала времени существования сигнала

функцию $\text{rect}(\)$ можно не использовать, однако она оказывается весьма полезной при вычислении свертки сигналов, когда необходимо определять пределы интегрирования.

Рассматривая импульсный метод лоцирования, введем величину задержки сигнала $t_{0k} = 2R_k/c$, зависящую от номера k периода повторения импульсов (ППИ) через дальность цели

$$R_k = R_0 + (k - 1)\Delta R = R_0 + (k - 1)vT_{\text{п}}, \quad (5)$$

где R_0 – дальность цели в первом ППИ, $T_{\text{п}}$ – длительность ППИ. Тогда, с учетом (1) и (3) выражение для принимаемого сигнала в k -м ППИ может быть записано в виде

$$s_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t - t_{0k}}{T}\right) \sin\left(2\pi f_0 \gamma(t - t_{0k}) + \pi \mu \gamma^2(t - t_{0k})^2 + \varphi_{\text{ц}}\right), \quad t \geq 0, \quad (6)$$

где $\varphi_{\text{ц}}$ – случайный фазовый сдвиг сигнала, возникающий при отражении от цели, постоянный для всех ППИ. В соотношении (6) предполагается $\text{rect}(\gamma x) = \text{rect}(x)$, что справедливо практически для всех целей.

Соотношение (6) требует детального исследования с целью оценки и учета вклада отдельных его составляющих в результирующий сигнал после различных видов обработки.

I. Огибающая сигнала характеризуется функцией прямоугольного окна $\text{rect}(\)$, которое «перемещается» по оси времени в каждом ППИ в сторону увеличения (при удалении цели от РЛС) или уменьшения (при приближении цели к РЛС) времени запаздывания t_{0k} на величину

$$\Delta t = 2vT_{\text{п}} / c. \quad (7)$$

Получим оценку этой величины с помощью численных расчетов, рассматривая типовые значения величин v , $T_{\text{п}}$, T . Так, при значениях $v = 300$ м/с (1080 км/ч), $T_{\text{п}} = 10^{-4}$ с имеем величину $\Delta t = 2 \cdot 10^{-10}$ с. Таким образом, для типовых значений длительностей импульсов $T \approx 10^{-8} \dots 10^{-5}$ с имеем $\Delta t \ll T$ и, следовательно, рассматривая случай обработки пачки, содержащей десятки или даже сотни импульсов, этой величиной можно пренебречь, полагая неизменное положение огибающей сигнала в каждом ППИ. Такой случай имеет место при часто используемом режиме сопровождения цели «на проходе».

Однако ситуация меняется, когда число N обрабатываемых в пачке импульсов составляет тысячи или десятки тысяч единиц. Такая ситуация имеет место, например, в случае когерентного накопления импульсов в режиме синтезирования апертуры. В этом случае суммарное изменение времени

запаздывания сигнала, равное $\Delta t N$, становится соизмеримым или даже больше длительности самого сигнала, т.е. происходит так называемая «миграция» по дальности, которая уже должна учитываться при обработке всей пачки импульсов (см., например, [5, 6, 14–16]).

В любом случае определение и учет времени запаздывания огибающей сигнала относятся к методам межпериодной обработки сигналов и в данной статье не рассматриваются.

II. Фазовая функция сигнала (6)

$$\psi_1(t) = 2\pi f_0 \gamma (t - t_{0k}) + \pi \mu \gamma^2 (t - t_{0k})^2 + \varphi_{\Pi}$$

состоит из трех слагаемых, из которых только первые два являются функцией времени. Далее для определенности будем полагать $\gamma = 1 + \gamma_0$.

Первое слагаемое фазы $\psi_1(t)$ сигнала представим в виде

$$2\pi f_0 \gamma (t - t_{0k}) = 2\pi f_0 (1 + \gamma_0) (t - t_{0k}) = 2\pi f_0 t + 2\pi F_D t - 2\pi f_0 t_{0k} - 2\pi F_D t_{0k}, \quad (8)$$

где $F_D = f_0 \gamma_0 = 2v / \lambda$ — доплеровский сдвиг частоты ($\lambda = c / f_0$ — длина волны зондирующего колебания). В правой части равенства (8) первые два слагаемых являются линейной функцией времени и характеризуют постоянную частоту сигнала ($f_0 + F_D$) с учетом доплеровского сдвига частоты. Два вторых слагаемых — постоянные в течение длительности одного импульса фазы, которые зависят от номера k ППИ. Первое из этих слагаемых равно (см. (7))

$$2\pi f_0 t_{0k} = 2\pi f_0 (t_0 + \Delta t (k - 1)) = \varphi_0 + 2\pi F_D T_{\Pi} (k - 1), \quad (9)$$

где

$$\varphi_0 = 2\pi f_0 t_0 \quad (10)$$

— постоянное значение фазы, определяемое временем запаздывания сигнала в начале зондирования, т.е. в первом ППИ.

Второе слагаемое в (9), которое можно записать в виде

$$2\pi F_D T_{\Pi} (k - 1) = \Delta \varphi (k - 1), \quad \Delta \varphi = 2\pi F_D T_{\Pi}, \quad (11)$$

определяет набег фазы за число k ППИ, обусловленный доплеровским смещением частоты. Этот набег фазы является важнейшим параметром при импульсно-доплеровской обработке сигналов, который не зависит от вида модуляции сигнала и определяется смещением несущей частоты сигнала f_0 на величину частоты Доплера F_D . Учет этой фазы лежит в основе методов обработки сигналов при когерентном накоплении энергии сигнала, оценке частоты Доплера, сжатии (согласованной фильтрации) сигналов в медленном времени, при

синтезировании апертуры антенны и других видах межпериодной обработки сигналов.

Наконец, последнее слагаемое в (8) представляет собой постоянный фазовый сдвиг

$$\varphi_D = 2\pi F_D t_{0k} = 2\pi F_D t_0 + 2\pi F_D \Delta t (k - 1), \quad (12)$$

который, в общем случае, зависит от номера k ППИ. Учитывая, что значение частоты Доплера $F_D \ll f_0$ и не превосходит обычно десятков кГц (при этом напомним, что практически всегда интервал времени $\Delta t < (10^{-10} \dots 10^{-8})$ с), изменением второго слагаемого в (12) вполне можно пренебречь, заменяя значение этой фазы постоянной величиной

$$\varphi_{D0} = 2\pi F_D t_0. \quad (13)$$

Таким образом, рассмотрение первого фазового слагаемого (8) в принимаемом сигнале $s_1(t)$ (6) приводит к возможности представления его в виде

$$2\pi f_0 \gamma (t - t_{0k}) = 2\pi f_0 t + 2\pi F_D (t - t_{0k}) - \varphi_k, \quad (14)$$

где фазовый сдвиг

$$\varphi_k = \varphi_0 + \Delta \varphi (k - 1) \quad (15)$$

состоит из двух компонент, определяемых выражениями (10) и (11).

Второе слагаемое фазы $\psi_1(t)$ сигнала (6). При рассмотрении фазового слагаемого $\pi \mu \gamma^2 (t - t_{0k})^2$ следует прежде всего учесть влияние на его значение параметра γ . Для этого важно отметить, что интервал времени $(t - t_{0k}) \in [0, T]$, т.е. всегда ограничен интервалом длительности сигнала. Далее, используя предельные значения для $\mu \leq 10^{15}$, представление $1 - \gamma^2 \approx 2\gamma_0 \leq 2 \cdot 10^{-5}$ и оценку $\mu \gamma_0 (t - t_{0k})^2 \leq 10^{-1} \dots 10^{-3}$, получаем, что учет параметра γ^2 вместо замены его единицей приводит к изменению фазы на величину порядка сотых долей радиан или менее. При межпериодной обработке сигналов величина $\mu \gamma_0 \Delta t$ будет меньше еще на несколько порядков. Следовательно, отличием параметра γ от единицы в рассматриваемом фазовом слагаемом можно пренебречь, полагая

$$\pi \mu \gamma^2 (t - t_{0k})^2 = \pi \mu (t - t_{0k})^2. \quad (16)$$

Проведенный анализ фазовой функции сигнала (6) показывает, что она может быть представлена в виде

$$\psi_1(t) = 2\pi f_0 t + 2\pi F_D (t - t_{0k}) + \pi \mu (t - t_{0k})^2 - \varphi_k + \varphi_{\Pi}. \quad (17)$$

В (17) значения задержек времени t_{0k} и фазовых сдвигов φ_k меняются с изменением номера k ППИ и, следовательно, должны учитываться при межпериодной обработке сигналов. Первые два слагаемых фазовой функции, являющиеся линейными

функциями времени, определяют постоянную составляющую частоты ($f_0 + F_D$). Третье слагаемое определяет квадратичную функцию фазы, или линейное изменение частоты в течение времени длительности импульса, заданное при генерировании излучаемого ЛЧМ-сигнала.

Слагаемое φ_k включает постоянное значение фазы φ_0 , определяемое начальной дальностью цели R_0 , и межпериодный набег фазы $\Delta\varphi(k-1)$ за k ППИ, обусловленный появлением доплеровского сдвига частоты.

2. ВЫДЕЛЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ СИГНАЛА

Поскольку дальнейшее изложение относится к произвольному ППИ, индекс k при обозначении времени задержки и начальных фаз сигнала использовать не будем, полагая $t_0 = t_{0k}$ и введя обозначение

$$\varphi_{s0} = -\varphi_k + \varphi_{ц}. \quad (18)$$

$$s_2^{(0)}(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \exp(j\varphi_{s0}) \exp\left[j\left(2\pi F_D(t-t_0) + \pi\mu(t-t_0)^2\right)\right], \quad t \in [0, T_{\Pi}]. \quad (20)$$

На практике часто используют сдвиг спектра сигнала на частоту $f_{0\Delta} = (f_0 + (\Delta f / 2))$, что позволяет уменьшить частоту дискретизации КО в два раза, так как в этом случае спектр КО сигнала занимает полосу частот $[-\Delta f/2, \Delta f/2]$. Получим выражение для КО в этом случае. При сдвиге частоты на величину $f_{0\Delta}$ выражение для фазовой функции сигнала (19) принимает вид

$$2\pi F_D(t-t_0) + \pi\mu(t-t_0)^2 - \pi\Delta f t + \varphi_{s0}. \quad (21)$$

С учетом равенства $\Delta f = \mu T$ второе и третье слагаемые выражения (21) можно представить в виде

$$\begin{aligned} & \pi\mu(t-t_0)^2 - \pi\mu t T = \\ & = \pi\mu\left(t-t_0 - \frac{T}{2}\right)^2 - \pi\mu\left(t_0 T + \frac{T^2}{4}\right). \end{aligned} \quad (22)$$

$$s_2^{(1)}(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \exp(j\varphi_{s1}) \exp\left[j\left(2\pi F_D(t-t_0) + \pi\mu\left(t-t_0 - \frac{T}{2}\right)^2\right)\right], \quad (25)$$

$$t \in [0, T_{\Pi}].$$

Сравнивая выражения (20) и (25) для КО сигнала, видим, что их отличие состоит в изменении модулирующей функции, которая из-за сдвига во

Тогда, согласно предыдущему рассмотрению, сигнал, принимаемый в результате отражения от движущейся цели, в некотором ППИ может быть записан в виде

$$s_1(t) = \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) \sin\left(2\pi f_0 t + 2\pi F_D(t-t_0) + \pi\mu(t-t_0)^2 + \varphi_{s0}\right). \quad (19)$$

В таком виде сигнал поступает на аналоговый вход радиолокационного приемника, где подвергается преобразованиям с целью выделения комплексной огибающей (КО) сигнала. Такими преобразованиями являются фильтрация с помощью полосно-пропускающего фильтра, перенос на промежуточную частоту и квадратурная демодуляция. В результате указанных преобразований сигнал переносится на нулевую частоту при сдвиге спектра сигнала влево на величину f_0 . В этом случае его комплексная огибающая на выходе квадратурного демодулятора (КД) принимает вид (j - мнимая единица)

Последнее слагаемое в правой части равенства (22) представляет собой постоянный фазовый сдвиг, который обозначим

$$\varphi_T = \pi\mu\left(t_0 T + \frac{T^2}{4}\right). \quad (23)$$

Значение этого фазового сдвига содержит постоянную составляющую и компоненту $\pi\mu t_0 T$, зависящую от времени задержки сигнала в текущем ППИ (напомним, что для времени запаздывания сигнала индекс номера ППИ не используется). Обозначив результирующую фазу сигнала КО при сдвиге частоты на величину $f_{0\Delta}$ как

$$\varphi_{s1} = \varphi_{s0} - \varphi_T, \quad (24)$$

можем записать выражение для КО сигнала в этом случае

времени на величину $T/2$ половины длительности импульса во втором случае стала симметричной (без учета доплеровского сдвига частоты F_D).

Типичные функции КО сигналов $s_2^{(0)}(t)$ и $s_2^{(1)}(t)$ представлены на рис. 1 и 2 соответственно (на обоих рисунках отображены только действительные части КО сигналов).

При расчетах КО использованы следующие параметры сигналов: девиация частоты $\Delta f = 150$ МГц; длительность импульса $T = 0.2$ мкс ($\mu = 0.75 \cdot 10^{14}$ Гц/с); частота Доплера $F_D = 20$ кГц, соответствующая радиальной скорости цели $v = 300$ м/с при несущей частоте $f_0 = 10$ ГГц; время запаздывания сигнала $t_0 = T/2$. Значения начальной фазы приняты для рис. 1а и 2а равными $\varphi_{s0} = \varphi_{s1} = 0$, а для рис. 1б, 2б равными $\varphi_{s0} = \varphi_{s1} = \pi$. Для сигнала $s_2^{(1)}(t)$ значение нулевой частоты соответствует середине длительности импульса. Методика проведения подобных численных расчетов и соответствующие программы Matlab можно найти в [16].

Следует отметить, что влияние частоты Доплера, соответствующей значениям большинства реальных целей (в X-диапазоне это значения частот не более десятков килогерц), на виде КО сигнала практически никак не проявляется. Действительно, доплеровское смещение частоты приводит

к изменению фазы на величину $2\pi F_D T$, что составляет сотые доли радиан или менее. Лишь очень большие значения F_D порядка сотен килогерц приводят к смещению положения нулевой частоты на единицы процентов от длительности сигнала. Для оценки значения частоты Доплера необходимо время наблюдения, гораздо большее длительности T одного импульса – это пакеты из N импульсов, длительности которых должны составлять значения $NT_n > 1 / F_D$.

3. СОГЛАСОВАННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ КОМПЛЕКСНОЙ ОГИБАЮЩЕЙ ЛЧМ-СИГНАЛА

Согласованная фильтрация сигнала КО выполняется после ее оцифровки и реализуется в цифровом процессоре обработки сигналов с помощью соответствующего программного обеспечения. Согласованный фильтр (СФ) – это линейный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), который не изменяет начальную фазу входного сигнала. При правильном выборе

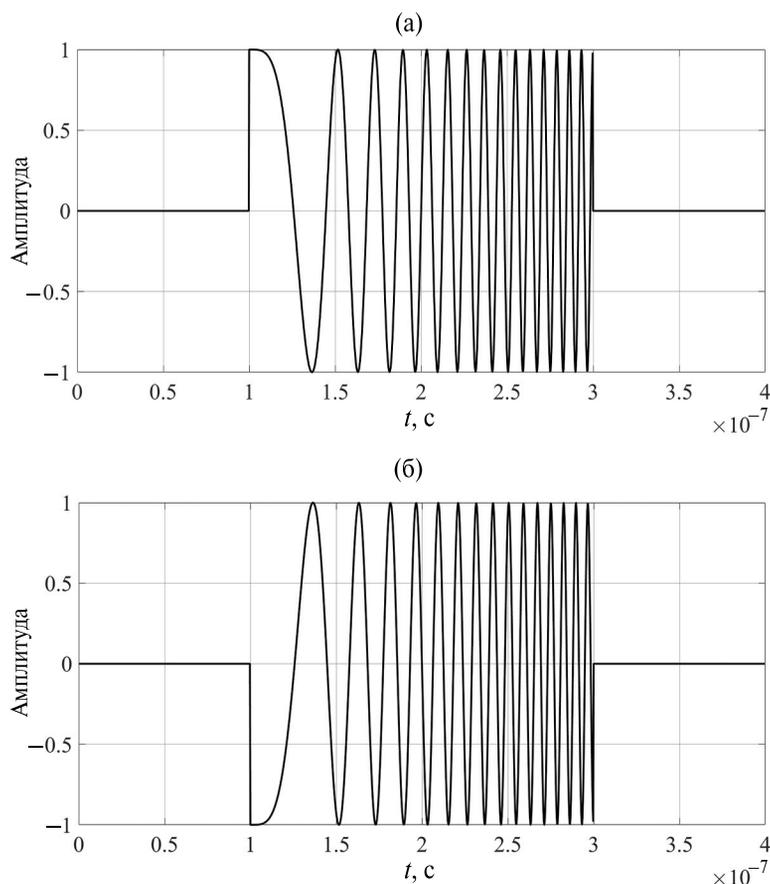


Рис. 1. КО ЛЧМ-сигнала (действительная часть) при сдвиге спектра на частоту f_0 : а - начальная фаза $\varphi_{s0} = 0$; б - начальная фаза $\varphi_{s0} = \pi$.

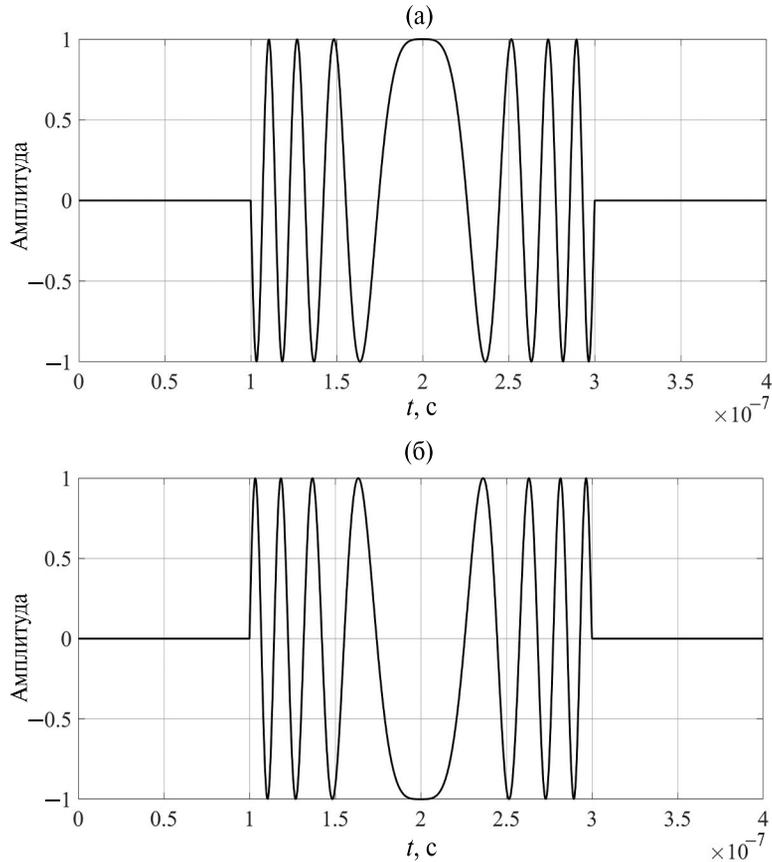


Рис. 2. КО ЛЧМ-сигнала (действительная часть) при сдвиге спектра на частоту $f_{0\Delta}$: а – начальная фаза $\varphi_{s1} = 0$; б – начальная фаза $\varphi_{s1} = \pi$.

частоты дискретизации сигнала результат цифровой согласованной фильтрации полностью эквивалентен свертке непрерывного сигнала с импульсной характеристикой (ИХ) СФ.

Для произвольного сигнала $s(t)$ результат его прохождения через КИХ-фильтр с ИХ $h(t)$ вычисляется с помощью интеграла свертки [3–6, 12, 15]

$$s_{\text{СФ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau)h(t - \tau)d\tau. \quad (26)$$

Импульсная характеристика СФ для комплексного сигнала длительностью T равна [3, 5, 6, 15]

$$h_{\text{СФ}}(t) = s^*(T - t), \quad t \in [0, T], \quad (27)$$

где $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

Получим выходные сигналы $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ и $s_{\text{СФ}}^{(1)}(t)$, рассматривая согласованную фильтрацию КО сигналов $s_2^{(0)}(t)$ и $s_2^{(1)}(t)$ соответственно (см. соотношения

(20) и (25)). В обоих случаях при построении ИХ СФ обычно поправку на доплеровское смещение частоты $F_{\text{Д}}$ не учитывают, что связано прежде всего с ее незначительным вкладом в общую фазовую функцию сигнала (см. замечание в конце разд. 2).

1. *Согласованная фильтрация сигнала $s_2^{(0)}(t)$.* Импульсная характеристика СФ для произвольного сигнала определяется на основе соотношения (27) при условии нулевого сдвига по оси времени и отсутствии доплеровского смещения частоты. Таким образом, для КО сигнала $s_2^{(0)}(t)$ (20) при $t_0 = 0$ и $F_{\text{Д}} = 0$, ИХ СФ на основе (27) принимает вид

$$h_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = \text{rect}\left(\frac{T-t}{T}\right) \exp\left[-j\pi\mu(T-t)^2\right]. \quad (28)$$

Согласно (26) сигнал на выходе СФ с учетом (20) и (28) вычисляется с помощью интеграла

$$s_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = \int_a^b \text{rect}\left(\frac{\tau - t_0}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{\tau - (t - T)}{T}\right) \times \exp(j\varphi_{s0}) \exp\left\{j\left[2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + \pi\mu(\tau - t_0)^2 - \pi\mu(\tau - (t - T))^2\right]\right\} d\tau. \quad (29)$$

Отметим, что при нулевых значениях времени задержки и начальной фазы (т.е. при $t_0 = 0$, $\varphi_{s0} = 0$) выражение (29) полностью совпадает с двумерной автокорреляционной функцией (АКФ) КО ЛЧМ-сигнала, аргументами которой являются сдвиги по времени t и по частоте $F_{\text{Д}}$.

Для вычисления интеграла (29) необходимо определить пределы интегрирования $[a, b]$ и преобразовать (упростить) выражение в квадратных скобках комплексной экспоненты.

Определение границ интегрирования удобно выполнить с использованием оконных функций $\text{rect}(\cdot)$. При этом область интегрирования равна интервалу пересечения двух окон, определение которого наглядно поясняется с помощью рис. 3 при отображении взаимного положения этих окон на оси $O\tau$ (область пересечения окон на обоих рисунках заштрихована).

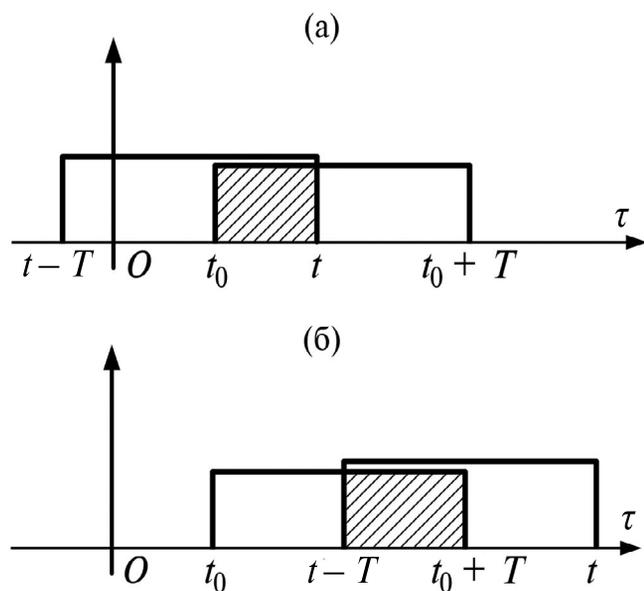


Рис. 3. Расположение оконных функций по оси $O\tau$ для двух случаев: $t \leq t_0 + T$ (а); $t \geq t_0 + T$ (б).

Из рис. 3 можно определить интервал времени действия выходного сигнала СФ, равный $[t_0, t_0 + 2T]$ – интервал времени, длительность которого равна сумме длительностей сигнала и ИХ фильтра (известный результат при фильтрации с помощью КИХ фильтров).

Из рис. 3 следует, что область интегрирования в (29) необходимо разбить на два интервала, так как пределы интегрирования на них разные:

$$\begin{cases} a = t_0, & b = t & \text{при } t \leq t_0 + T, \\ a = t - T, & b = t_0 + T & \text{при } t \geq t_0 + T. \end{cases} \quad (30)$$

Преобразование выражения в квадратных скобках комплексной экспоненты в (29) приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} & 2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + \pi\mu(\tau - t_0)^2 - \\ & - \pi\mu(\tau - (t - T))^2 = 2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + \\ & + 2\pi\mu(\tau - t_0)(t - T - t_0) - \pi\mu(t - T - t_0)^2, \end{aligned} \quad (31)$$

из которого видно, что полная фаза комплексной экспоненты является линейной функцией τ , следовательно, вычисление интеграла не вызывает трудностей. С целью компактности записи в (31) введем обозначения

$$\tau_1 = \tau - t_0, \quad t_1 = t - T - t_0. \quad (32)$$

Тогда выражение (29) с учетом (31) и (32) можно записать в виде

$$s_{\text{СФ}}^{(0)}(t_1) = \exp(j\varphi_{s0}) \int_{a_1}^{b_1} \exp\left[j\left(2\pi F_{\text{Д}}\tau_1 + 2\pi\mu\tau_1 t_1 - \pi\mu t_1^2\right)\right] d\tau_1, \quad (33)$$

где пределы интегрирования $[a_1, b_1]$ для двух случаев согласно (30) и (32) равны $a_1 = a - t_0$ и $b_1 = b - t_0$.

Случай 1: $t \leq t_0 + T$. В этом случае пределы интегрирования равны $a_1 = 0$ и $b_1 = t_1 + T$, и вычисление интеграла в (33) дает

$$\frac{\exp\left[j\left(2\pi F_{\text{Д}}\tau_1 + 2\pi\mu\tau_1 t_1 - \pi\mu t_1^2\right)\right]}{j\left(2\pi F_{\text{Д}} + 2\pi\mu t_1\right)} \Bigg|_{\tau_1=0}^{\tau_1=t_1+T} = \frac{\left\{\exp\left[j\left(2\pi F_{\text{Д}}(t_1 + T) + 2\pi\mu t_1(t_1 + T) - \pi\mu t_1^2\right)\right] - \exp\left[-j\pi\mu t_1^2\right]\right\}}{j\left(2\pi F_{\text{Д}} + 2\pi\mu t_1\right)} \quad (34)$$

Выражение (34) можно преобразовать таким образом, чтобы выделить из него действительную функцию, характеризующую амплитуду выходного сигнала. Для этого используют известный прием [3, 4]: разность комплексных экспонент в фигурных скобках представляют в виде разности экспонент с аргументами противоположных знаков и затем к каждой комплексной экспоненте применяют формулу Эйлера. Нетрудно убедиться, что при

этом выражение в фигурных скобках в (34) сводится к виду

$$\exp(j\theta)\left\{\exp\left[j\left(\theta + \pi\mu t_1^2\right)\right] - \exp\left[-j\left(\theta + \pi\mu t_1^2\right)\right]\right\} = 2j \exp(j\theta) \sin\left(\theta + \pi\mu t_1^2\right), \quad (35)$$

где обозначено $\theta = \pi F_{\text{Д}}(t_1 + T) + \pi\mu t_1 T$. Преобразовав (34) с учетом (35) и подставив его в (33) при замене t_1 согласно (32), окончательно получим

$$s_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = (t - t_0) \frac{\sin\left[\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - t_0)(t - T - t_0)\right]}{\left[\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - t_0)(t - T - t_0)\right]} \times \exp\left[j\left(\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - T - t_0)T\right) + \varphi_{s0}\right], \quad (36a)$$

где $t \in [t_0, t_0 + T]$.

Случай 2: $t \geq t_0 + T$. В этом случае интегрирование в (33) выполняется аналогичным образом, но

с другими пределами: $a_1 = a - t_0 = t_1$, $b_1 = b - t_0 = T$. После выполнения операций, аналогичных случаю 1, из (33) получим

$$s_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = (2T + t_0 - t) \frac{\sin\left[\pi F_{\text{Д}}(2T + t_0 - t) + \pi\mu(t - T - t_0)(2T + t_0 - t)\right]}{\left[\pi F_{\text{Д}}(2T + t_0 - t) + \pi\mu(t - T - t_0)(2T + t_0 - t)\right]} \times \exp\left[j\left(\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - T - t_0)T\right) + \varphi_{s0}\right], \quad (36b)$$

где $t \in [t_0 + T, t_0 + 2T]$.

Объединение двух рассмотренных случаев позволяет с помощью соотношений (36a), (36b) определить вид сигнала на выходе СФ для интервала времени $t \in [t_0, t_0 + 2T]$. Такой расчет нетрудно провести с помощью численных методов. На рис. 4 представлен вид сигнала $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$, рассчитанного по формулам (36a), (36b) при тех же параметрах исходного сигнала, что и комплексная огибающая на рис. 1 (значение начальной фазы прямо равным $\varphi_{s0} = 0$). На рис. 4 отображены действительная, мнимая части сигнала и его модуль. При построении сигнала использована нормировка амплитуды на максимальное значение, равное T .

Сигнал на рис. 4 наглядно демонстрирует известные особенности ЛЧМ-сигнала после всех рассмотренных преобразований. Фактически на этом рисунке представлен результат сжатия КО ЛЧМ-сигнала, который с точностью до начальной фазы φ_{s0} совпадает с его АКФ. При выполнении условия $F_{\text{Д}} \ll \mu T = \Delta f$ доплеровский сдвиг частоты практически не влияет на амплитуду сигнала. Влияние частоты Доплера в соотношениях (36a), (36b) существенно проявляется лишь в изменении фазы φ_{s0} (см. соотношения (18) и (15)) от одного ППИ к другому, о чем говорилось выше в разд. 1.

Максимальный пик сигнала появляется в момент времени $t_0 + T$, равный сумме времени задержки сигнала и его длительности (на рис. 4 — это значение $t = 0.3$ мкс). Ширина главного пика,

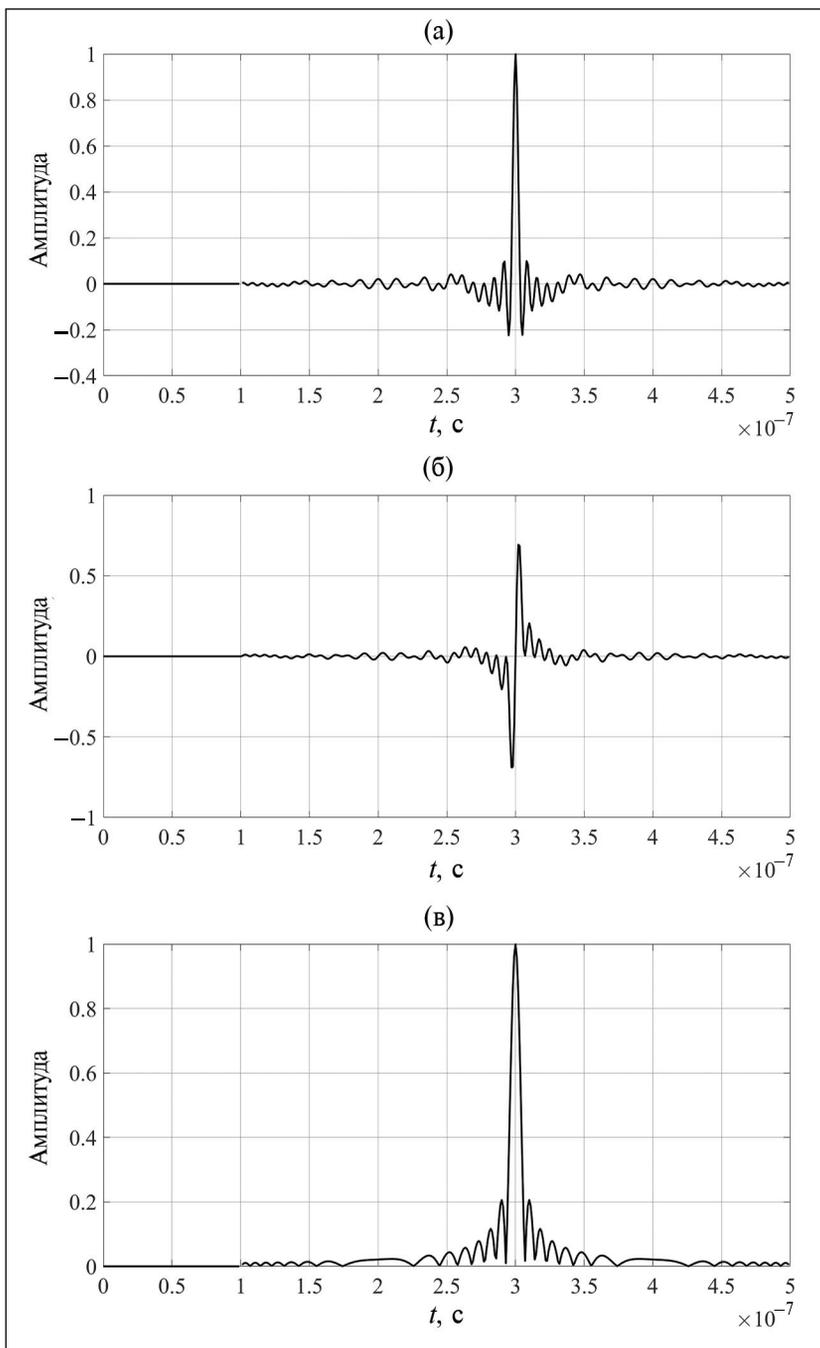


Рис. 4. КО сигнала после согласованной фильтрации: а - действительная часть; б - мнимая часть; в - модуль.

определяющая потенциальное значение разрешающей способности по дальности, по сравнению с длительностью входного ЛЧМ-сигнала, сократилась в $n = \Delta f T = 30$ раз. Эти известные свойства согласованного фильтра наглядно демонстрируются на рис. 4.

Важной частью анализа сигнала $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ с помощью соотношений (36а), (36б) является анализ его фазовой функции, которая в традиционной записи АКФ комплексной огибающей ЛЧМ-сигнала

отсутствует. Из (36а), (36б) следует, что полная фаза сигнала $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ на всем интервале его длительности $t \in [t_0, t_0 + 2T]$ имеет вид

$$\psi_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = \pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi \mu (t - T - t_0)T + \varphi_{s_0}. \quad (37)$$

Поскольку на интервале действия сигнала имеем $(t - t_0) \in [0, T]$, то значение первого слагаемого $\pi F_{\text{Д}}(t - t_0)$, имеющего порядок сотых долей радиан, можно не учитывать ни как постоянную добавку

к фазе, ни, тем более, при межпериодном сдвиге фаз. В последнем случае фазовый сдвиг для типовых значений используемых ЛЧМ-сигналов имеет порядок $\pi F_{\text{Д}} \Delta t < 10^{-5}$.

Вклад третьего слагаемого φ_{s0} , определяемого соотношениями (18) и (15), подробно описан в разд. 1.

Рассмотрим второе слагаемое $\pi\mu(t - T - t_0)T$. Очевидно, что кроме постоянной составляющей оно в каждом новом ППИ приобретает дополнительный фазовый сдвиг, равный $\pi\mu T \Delta t = \pi \Delta f \Delta t$, значение которого для наиболее распространенных параметров ЛЧМ-сигналов находится в пределах десятых или сотых долей радиан. Если же число когерентно обрабатываемых импульсов составляет десятки единиц (а зачастую, это число может доходить до нескольких тысяч единиц), то, очевидно, что

вкладом этого фазового сдвига пренебречь нельзя. Причиной появления этой фазовой компоненты в функции $\psi_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ является квадратичный вид фазовой функции исходного сигнала – зондирующего ЛЧМ-импульса.

Выражения (36а) и (36б), описывающие вид сигнала на двух примыкающих друг к другу интервалах времени, можно объединить в одно выражение, если перейти к другому отсчету времени $t_{\text{сд}}$, как сдвинутому влево относительно исходного на величину $t_0 + T$:

$$t_{\text{сд}} = t - t_0 - T. \quad (38)$$

При этом выражение для КО сигнала на выходе СФ принимает вид

$$s_{\text{СФ}}^{(0)}(t_{\text{сд}}) = (T - |t_{\text{сд}}|) \frac{\sin\left[\left(\pi F_{\text{Д}} + \pi\mu t_{\text{сд}}\right)\left(T - |t_{\text{сд}}|\right)\right]}{\left(\pi F_{\text{Д}} + \pi\mu t_{\text{сд}}\right)\left(T - |t_{\text{сд}}|\right)} \exp\left[j\left(\pi F_{\text{Д}}\left(T - |t_{\text{сд}}|\right) + \pi\mu t_{\text{сд}}T + \varphi_{s0}\right)\right], \quad (39)$$

где $t_{\text{сд}} \in [-T, T]$. На новой оси времени $Ot_{\text{сд}}$ сигнал $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t_{\text{сд}})$ полностью сохраняет прежний вид, при этом его главный пик расположен в начале сдвинутой системы координат при $t_{\text{сд}} = 0$.

Соотношение (39) без учета фазовых компонент, рассматриваемое как модуль АКФ КО ЛЧМ-сигнала, приведено в многочисленной литературе по радиолокационным сигналам [3–11]. Однако, к сожалению, такое представление не позволяет проследить изменения фазовой функции сигнала, обусловленные явлениями трансформации масштаба времени при отражении от движущихся целей, вкладом линейных и квадратичных компонент (как функций времени) и влиянием на них различных преобразований при выделении комплексной огибающей и согласованной фильтрации.

Детальное рассмотрение фазовой функции, необходимое для получения высокого разрешения при обработке ЛЧМ-сигналов, может быть выполнено с помощью изложенной методики получения соотношений (36а) и (36б).

Анализ функций (36а), (36б) и (39) показывает, что их амплитудная составляющая может быть представлена с помощью функции вида

$$F(x) = \frac{\sin\left[n\pi x(1 - |x|)\right]}{n\pi x}, \quad |x| < 1, \quad (40)$$

где параметр $n = \mu T^2$ (база сигнала). Исследование функции $F(x)$ приведено в [3], где показано, что в двух предельных случаях при $n \approx 0$ и $n \gg 1$ эта функция может быть описана в виде треугольной функции $F(x) = 1 - |x|$ или функции $\text{sinc}(u)$ соответственно.

Для параметров ЛЧМ-сигнала, использованных при построении функций на рис. 4, значение $n = 30$, т.е. достаточно велико, тем не менее отличие от функции $\text{sinc}(\)$ на графиках рис. 4 еще заметно.

II. *Согласованная фильтрация сигнала $s_2^{(1)}(t)$.* В этом случае КО сигнала на входе СФ описывается выражением (25). Согласно (27) ИХ СФ при значениях $F_{\text{Д}} = 0$, $t_0 = 0$, $\varphi_{s1} = 0$ имеет вид

$$h_{\text{СФ}}^{(1)}(t) = \text{rect}\left(\frac{T-t}{T}\right) \exp\left[-j\pi\mu\left(\frac{T}{2} - t\right)^2\right]. \quad (41)$$

Подстановка (25) и (41) в выражение интеграла свертки (26) дает

$$s_{\text{СФ}}^{(1)}(t) = \int_a^b \text{rect}\left(\frac{\tau - t_0}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{\tau - (t - T)}{T}\right) \exp(j\varphi_{s1}) \times \exp\left\{j\left[2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + \pi\mu\left(\tau - t_0 - \frac{T}{2}\right)^2 - \pi\mu\left(\tau - \left(t - \frac{T}{2}\right)\right)^2\right]\right\} d\tau. \quad (42)$$

Из (42) можно заметить, что аргументы оконных функций по сравнению с сигналом $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ (см. (29)) не изменились, следовательно, пределы интегрирования по-прежнему определяются согласно условиям (30).

Преобразование выражения в квадратных скобках комплексной экспоненты в (42) приводит к следующему результату:

$$\begin{aligned} & 2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + \pi\mu \left(\tau - t_0 - \frac{T}{2} \right)^2 - \\ & - \pi\mu \left(\tau - \left(t - \frac{T}{2} \right) \right)^2 = \\ & = 2\pi F_{\text{Д}}(\tau - t_0) + 2\pi\mu(\tau - t_0)(t - T - t_0) - \\ & - \pi\mu(t - t_0)(t - T - t_0), \end{aligned} \quad (43)$$

из которого видно, что, как и для сигнала $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ (см. соотношение (31)), полная фаза комплексной экспоненты является линейной функцией τ . Для

компактности записи в (43), как и ранее, используем переменные времени τ_1, t_1 вида (32). Тогда выражение (42) с учетом (43) можно записать как

$$\begin{aligned} s_{\text{СФ}}^{(1)}(t_1) = \exp(j\varphi_{s1}) \int_{a_1}^{b_1} \exp \left[j(2\pi F_{\text{Д}}\tau_1 + \right. \\ \left. + 2\pi\mu\tau_1 t_1 - \pi\mu t_1(t_1 + T)) \right] d\tau_1, \end{aligned} \quad (44)$$

где пределы интегрирования $[a_1, b_1]$ для двух случаев согласно (30) при $\tau_1 = \tau - t_0$, как и для сигнала $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t_1)$, равны $a_1 = a - t_0$ и $b_1 = b - t_0$. Сравнительная интегральные выражения для $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t_1)$ и $s_{\text{СФ}}^{(1)}(t_1)$ (соотношения (33) и (44)), видно, что они отличаются лишь дополнительным фазовым слагаемым $-\pi\mu t_1 T$ в последнем выражении.

Как и выше, рассмотрим два случая, соответствующие различным интервалам интегрирования.

Случай 1: $t \leq t_0 + T$. В этом случае $a_1 = 0$, $b_1 = t_1 + T$ и вычисление интеграла в (44) дает

$$\begin{aligned} & \frac{\exp \left[j(2\pi F_{\text{Д}}\tau_1 + 2\pi\mu\tau_1 t_1 - \pi\mu t_1(t_1 + T)) \right] \Big|_{\tau_1=0}^{\tau_1=t_1+T}}{j(2\pi F_{\text{Д}} + 2\pi\mu t_1)} = \\ & = \frac{\left\{ \exp \left[j(2\pi F_{\text{Д}}(t_1 + T) + \pi\mu t_1(t_1 + T)) \right] - \exp \left[-j\pi\mu t_1(t_1 + T) \right] \right\}}{j(2\pi F_{\text{Д}} + 2\pi\mu t_1)}. \end{aligned} \quad (45)$$

Используя тот же прием, что и при преобразовании выражения (34) (в рассматриваемом случае

параметр $\theta = \pi F_{\text{Д}}(t_1 + T) + \pi\mu t_1(t_1 + T)$), и подставляя $t_1 = t - T - t_0$, окончательно получим

$$s_{\text{СФ}}^{(1)}(t) = (t - t_0) \frac{\sin \left[\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - t_0)(t - T - t_0) \right]}{\left[\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - t_0)(t - T - t_0) \right]} \exp \left[j(\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \varphi_{s1}) \right], \quad (46a)$$

где $t \in [t_0, t_0 + T]$.

Случай 2: $t \geq t_0 + T$. В этом случае интегрирование в (45) выполняется аналогичным образом, но

с другими пределами: $a_1 = t_1$, $b_1 = T$. Выполнив операции, аналогичные случаю 1, и заменив пределы интегрирования в (45), получим

$$\begin{aligned} s_{\text{СФ}}^{(1)}(t) = (2T + t_0 - t) \frac{\sin \left[\pi F_{\text{Д}}(2T + t_0 - t) + \pi\mu(t - T - t_0)(2T + t_0 - t) \right]}{\left[\pi F_{\text{Д}}(2T + t_0 - t) + \pi\mu(t - T - t_0)(2T + t_0 - t) \right]} \times \\ \times \exp \left[j(\pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \varphi_{s1}) \right], \end{aligned} \quad (46b)$$

где $t \in [t_0 + T, t_0 + 2T]$.

Сравнение сигналов $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ (соотношения (36a), (36б)) и $s_{\text{СФ}}^{(1)}(t)$ (соотношения (46a), (46б)) показывает, что их амплитудные функции полностью

совпадают. Отличие проявляется лишь в фазовых функциях, совокупные значения которых для сигналов $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ и $s_{\text{СФ}}^{(1)}(t)$ на всем интервале их действия равны:

$$\psi_{\text{СФ}}^{(0)}(t) = \pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \pi\mu(t - T - t_0)T + \varphi_{s0} \cong -\pi\mu T(t_0 + T - t) + \varphi_{s0}, \quad (47)$$

$$\psi_{\text{СФ}}^{(1)}(t) = \pi F_{\text{Д}}(t - t_0) + \varphi_{s1} \cong -\pi\mu T\left(t_0 + \frac{T}{4}\right) + \varphi_{s0}, \quad (48)$$

где значение фазы φ_{s0} определяется соотношениями (18) и (15), а фазы φ_{s1} — соотношениями (24), (23).

Равенство амплитудных функций сигналов $s_{\text{СФ}}^{(0)}(t)$ и $s_{\text{СФ}}^{(1)}(t)$ означает, что основные свойства ЛЧМ-сигнала после сжатия его КО с помощью СФ не зависят от величины сдвига частоты на f_0 или $f_{0\Delta}$ и с точностью до начальной фазы принимают одинаковый вид, представленный на рис. 4.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрена задача определения вида ЛЧМ-сигнала, отраженного от движущейся точечной цели, после выполнения основных преобразований в радиолокационном приемнике — переноса частоты, квадратурной демодуляции (выделения комплексной огибающей сигнала) и согласованной фильтрации. При рассмотрении сигнала получены соотношения, характеризующие амплитудную и фазовую функции сигнала на входе приемника и после всех его преобразований. Проведен анализ значимости вклада отдельных фазовых компонент сигнала, обусловленных доплеровским сдвигом частоты и видом модулирующей функции, на основе которого получены соотношения для его комплексной огибающей и результатов согласованной фильтрации. При этом рассмотрены два случая сдвига спектра сигнала — сдвиг на начальную частоту ЛЧМ-сигнала и сдвиг на центральную частоту спектра.

Показано, что основные фазовые компоненты, которые следует учитывать при межпериодной обработке сигналов, обусловлены сдвигом фазы за счет частоты Доплера за каждый период зондирования и квадратичным набегом фазы из-за линейной частотной модуляции зондирующего сигнала. Вклад остальных фазовых компонент при межпериодной обработке сигналов следует учитывать лишь в особых случаях — при очень больших скоростях целей, длительном времени накопления (например, в РСА) и при больших значениях крутизны коэффициента модуляции μ , обеспечивающих сверхвысокие значения разрешающей способности по дальности.

Согласованная фильтрация одиночного ЛЧМ-импульса может выполняться без учета доплеровского сдвига частоты, так как его вклад в результирующую функцию даже для очень скоростных целей пренебрежимо мал.

Амплитудная функция выходного сигнала согласованного фильтра для одиночного ЛЧМ-импульса не зависит от величины сдвига спектра

и при больших значениях базы сигнала с высокой точностью может быть описана функцией $\text{sinc}(\cdot)$.

Полученные в работе соотношения полностью определяют амплитудные и фазовые функции сигнала на выходе СФ, вид которых зависит от динамических характеристик цели, параметров зондирующего сигнала и особенностей его обработки в радиолокационном приемнике.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ярлыков М.С. // РЭ. 1971. Т. 16. № 1. С. 92.
2. Ярлыков М.С. Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. М.: Сов. радио, 1980.
3. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. М.: Сов. радио, 1974.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971.
5. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. New York: McGraw Hill, 2013.
6. Principles of Modern Radar. Basic Principles/Eds. by M. A. Richards, J. A. Scheer, W.A. Holm. Raleigh: SciTech Publishing Inc., 2010.
7. Yang R., Li H., Li Sh. et.al. High-Resolution Microwave Imaging. Beijing: National Defense Industry Press and Singapore: Springer Nature Ltd, 2018.
8. Mahafza B.R., Atef Z. Elsherbeni A.Z. MATLAB Simulation for Radar Systems Design. Boca Raton: Chapman & Hall/CRC, 2004.
9. Chen B., Wu J. Synthetic Impulse and Aperture Radar (SIAR). Novel Multi-Frequency MIMO Radar. Beijing: National Defense Industry Press and Singapore: John Wiley & Sons, 2014.
10. Gini F., De Maio A., Patton L. Waveform Design and Diversity for Advanced Radar Systems. L.: Institution of Engineering and Technology, 2012.
11. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. Hoboken John Wiley & Sons, 2004.
12. Ширман Я.Д., Голиков В.Н., Бусыгин И.Н. и др. Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио, 1970.
13. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983.
14. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учеб. пособие для вузов / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника, 2005.
15. Cumming I. G., Wong F. H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Boston: Artech House, 2005.
16. Гаврилов К.Ю., Каменский И.В., Кирдяшкин В.В., Линников О.Н. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab (Учеб. пособие). М.: Радиотехника, 2020.

ANALYSIS OF THE PHASE STRUCTURE OF A SIGNAL WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION WHEN PROCESSED IN HIGH-RESOLUTION RADARS

К. У. Gavrilov^{a,*}, М. А. Mit'kin^b

*^aMoscow Aviation Institute (National Research University),
Volokolamskoe shosse, 4, Moscow, 125993 Russia*

*^bAll Russian Radio Research and Development Institute named after M.I. Krivosheev,
Kazakov Str. 16, Build.1, Moscow, 105005 Russia*

**E-mail: gvrk61@mail.ru*

Received June 21, 2024, revised June 21, 2024, accepted June 25, 2024

The main stages of receiving and processing a linear frequency modulation (LFM) signal reflected from a point moving target are considered. When calculating the phase components of the received LFM signal, the principle of time scale transformation is used, which manifests itself in the mutual movement of the target and the radar station (radar) with pulsed radiation. At all stages of processing the LFM signal, including frequency transfer, quadrature demodulation (selection of the complex envelope of the signal) and matched filtering, the amplitude and phase functions of the signal are determined, allowing coherent processing of a batch of radio pulses. The analysis of the phase structure of the LFM signal is carried out, as a result of which the main phase components are determined, which are taken into account during interperiod signal processing in high-resolution radar.

Keywords: signal with linear frequency modulation, time scale transformation, quadrature signal demodulation, matched signal filtering