

Научная статья
УДК 621.396.96

URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=179690>

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ, ВОЗНИКАЮЩИХ ПРИ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛОВ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

Эдгар Илалович Мухтаров^{1✉}, Александр Сергеевич Петров²

^{1,2}Научно-производственное объединение им. С.А. Лавочкина,
Химки, Московская область, Россия

¹adgar.muhtarov@yandex.ru✉

²aspetr50@mail.ru

Аннотация. Настоящая статья посвящена анализу искажений, которые возникают при фильтрации эхо-сигналов с линейно частотной модуляцией (ЛЧМ), принимаемых радиолокационной аппаратурой. Эти искажения могут возникать как на этапе формирования сложных модулированных сигналов, так и при прохождении их через сквозной информационный тракт в пространстве и в аппаратуре радиолокатора.

Основное внимание в работе уделяется двум ключевым аспектам. Первым является моделирование процедуры фильтрации сигнала с ЛЧМ при отклонении его параметров от номинальных значений и искажений амплитудно-фазовых характеристик приемопередающего тракта. Вторым аспектом являются конкретные

численные оценки уровня искажений при различных типах отклонений от номинальных значений параметров сигнала с ЛЧМ и радиочастотного тракта.

Ключевые слова: сигнал с линейной частотной модуляцией, согласованный фильтр, обработка сигналов, парные эхосигналы

Для цитирования: Мухтаров Э.И., Петров А.С. Анализ искажений, возникающих при фильтрации сигналов с линейной частотной модуляцией // Труды МАИ. 2024. № 135. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=179690>

Original article

ANALYSIS OF DISTORTIONS OCCURRING DURING SIGNAL FILTRATION WITH LINEAR FREQUENCY MODULATION

Edgar I. Mukhtarov^{1✉}, Alexander S. Petrov²

^{1,2}Lavochkin Research and Production Association, NPO Lavochkin,
Khimki, Moscow region, Russia

¹adgar.muhtarov@yandex.ru✉

²aspetr50@mail.ru

Abstract. When processing a signal with linear frequency modulation obtained from radar equipment, there is an issue of undesirable distortion when compressing the signal using quasi-consistent filtration. These distortions occur due to minor deviations in the parameters of the signal's frequency change, which lead to a noticeable expansion of the

response function. Such expansion, in turn, reduces the spatial resolution capabilities of the radar.

In addition to the factors mentioned above, it is worth noting that during the transmission of the signal through the path, nonlinear distortions occur, which affect the amplitude-phase characteristics. These distortions, in turn, lead to a number of additional problems. One such problem is the appearance of multiple echo signals. As a result, false targets and noises may appear on the image, and image fragments may also be shifted.

This article discusses issues related to the construction of a mathematical model and the development of algorithms for generating signals with linear frequency modulation. Special attention is given to the quasi-consistent filtration of these signals, taking into account the influence of nonlinear distortions in the pass-through information path. The theoretical concepts presented in works [1-5] are used to create these models, and issues related to the generation and quasi-consistent filtering of signals, considering nonlinear distortions that may occur in the information pathway, are also considered.

In conclusion, graphic material is provided that demonstrates the results of numerical analysis of distortions that occur during the processing of signals with linear frequency modulation. Such analysis allows for a more detailed study and understanding of the nature and scale of distortions, as well as determining possible methods for their elimination and minimization. At the same time, this material is an important tool for further research and development in the field of signal processing.

Keywords: signal with linear frequency modulation, matched filter, signal processing, paired echo signals

For citation: Mukhtarov E.I., Petrov A.S. Analysis of distortions occurring during signal filtration with linear frequency modulation, *Trudy MAI*, 2024, no. 135. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=179690>

Введение

Как известно, во время радиолокационного наблюдения с борта летательного аппарата проявляются искажения при обработке отраженных сигналов. В различных публикациях можно найти аналитические методы для оценки воздействия данных искажений на конечный результат. В рамках статьи отметим часто используемые разработчиками зарубежные монографии [1–4]. Например, в монографии [1] описывается метод парного эхо, предложенный Макколлом и Уиллером в 1939 году. Часть материала базовой монографии [1] также заимствована из статьи [5], вышедшей в 1962 году.

В указанных публикациях анализ проводился в частотной области, где обработка сигнала выполняется путем последовательного включения идеального фильтра с фильтром, который вносит искажения в тракт. Результирующая искажающая функция такого фильтра согласно [8] имеет вид $H(\omega) = A(\omega)\exp[-jB(\omega)]$, где $A(\omega) = a_0 + a_1 \cos(C_1\omega)$ – амплитудная спектральная характеристика, $B(\omega) = b_0\omega - b_1 \sin(C_1\omega)$ – фазовая спектральная характеристика.

При наличии искажений, которые имеют произвольные формы, характеризующие их функции раскладываются в ряд Фурье. Это позволяет свести анализ воздействия этих искажений к суммированию вкладов, сформированных

отдельными гармоническими компонентами передаточной функции искажающего фильтра.

Аналитические выражения для оценки влияния вариации ΔK коэффициента K , определяющего зависимость частоты сигнала с ЛЧМ от времени, приведены в монографии [4]. Квадратичная фазовая ошибка определяется, как $QPE = \pi \Delta K (T / 2)^2$, где T – длительность импульса с ЛЧМ. От её значения зависит степень расширения выходного импульса, сжатого в результате фильтрации, или функции отклика (ФО).

Численное моделирование выполняется путем циклической свертки искаженного ЛЧМ сигнала с сигналом согласованного фильтра (СФ) при использовании быстрого прямого и обратного преобразования Фурье (БПФ).

Главная цель данной статьи заключается в следующем: во-первых, разработать алгоритмы и программы для моделирования процедуры формирования сигналов с линейной частотной модуляцией на персональной электронной вычислительной машине, а также фильтрации этого сигнала с учетом искажений, связанных с амплитудно-фазовыми характеристиками приемо-передающего тракта. Во-вторых, выполнить численные оценки уровня искажений и функции отклика при различных отклонениях от номинальных значений параметров радиочастотного тракта.

1. Численный метод анализа искажений, возникающих при фильтрации сигналов с ЛЧМ согласованным фильтром

На рисунке 1 приведена схема анализа искажений, который проводится в частотной области. Как и в [1], обработка сигнала происходит путем каскадного соединения идеального фильтра без искажений и фильтра, вносящего искажения.

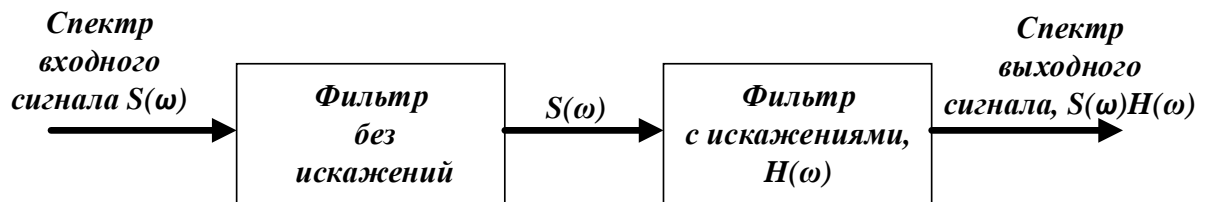


Рисунок 1 – Анализ выходного сигнала с помощью фильтра без искажений и фильтра с искажениями

Предположим, что $s_1(t)$ представляет собой аналоговый сигнал с ЛЧМ. В таком случае, над ним выполняются следующие операции:

1. Оцифровка $s_1(t)$ с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП) при заданном шаге дискретизации в требуемом интервале времени:

$$s_1 = \text{ADC}[s_1(t)] \quad (1)$$

где s_1 – вектор отсчетов сигнала $s_1(t)$, $\text{ADC}(\cdot)$ – оператор оцифровки.

2. Переход в частотную область с помощью БПФ:

$$S_1 = \text{FFT}(s_1) \quad (2)$$

где $\text{FFT}(\cdot)$ – функция вычисления БПФ.

3. Формирование функции передачи СФ во временной области, которая затем оцифровывается:

$$h_1(t) = s_1^*(-t), \quad h_1 = \text{ADC}[h_1(t)] \quad (3)$$

где h_1 – вектор оцифрованных значений СФ $h_1(t)$.

Элемент фильтра (с оконным сглаживанием), согласованного по фазе с ЛЧМ сигналом, сформированный во временной области, определяется следующим образом [6]:

$$h_{c\phi_i} = h_{w_i} \exp \left[j\pi K (-0,5T + t_s i \pm t_c)^2 \right] \quad (4)$$

где h_w – вектор коэффициентов выбранного оконного фильтра, номера отсчетов $i = 0, \dots, N-1$, N – количество отсчетов, определяемое как отношение длительности импульса T к шагу дискретизации ΔT , K – скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала, t_s – интервал дискретизации, t_c – сдвиг нулевого значения частоты ЛЧМ сигнала относительно центра импульса.

4. Моделирование искажения скорости изменения частоты путем замены K в формуле (4) на:

$$K'_i = K \left[1 + \delta_K \cos(2\pi N_K i / N) \right] \quad (5)$$

где δ_K – относительное изменение крутизны ЛЧМ сигнала, N_K – число периодов колебаний скорости изменения частоты на длительности импульса.

5. Определение вектора с компонентами СФ в частотной области с помощью БПФ:

$$H_1 = FFT(h_{c\phi}) \quad (6)$$

Также возможно формирование СФ непосредственно в частотной области.

6. Определение в частотной области передаточной характеристики $H_2(\omega)$ фильтра, который вносит искажения:

$$H_{2_i} = \left[1 + a \cos(2\pi N_a i / N) \right] \exp \left[j b (N_b i / N) \right] \quad (7)$$

где a и N_a – амплитуда и частота косинусоидальных пульсаций амплитудной характеристики искажений, b и N_b – амплитуда и частота колебаний фазовой характеристики искажений.

7. Нахождение искаженной функции отклика во временной области с помощью обратного БПФ:

$$s_2(t) = \text{IFFT}(S_1 H_1 H_2) \quad (8)$$

где $\text{IFFT}(\cdot)$ – функция вычисления обратного БПФ.

8. Анализ выявленных искажений функции отклика во временной области.

2. Моделирование ЛЧМ сигнала, его спектральный анализ и фильтрация с помощью численной процедуры

Импульсный сигнал с ЛЧМ описывается следующим соотношением [4, 14]:

$$s(t) = \text{rect}(t - t_0/T) \exp\left[j\pi K (t - t_0 - t_c)^2 \right] \quad (9)$$

где $\text{rect}(\cdot)$ – функция, описывающая прямоугольный импульс единичной амплитуды с длительностью T , чей центр сдвинут относительно начала координатной оси времени на интервал t_0 , K – скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала, t_c – временной сдвиг нулевого значения частоты ЛЧМ сигнала относительно центра импульса. При использовании оконной фильтрации, амплитуда импульса изменяется не в соответствии с функцией $\text{rect}(\cdot)$, а в соответствии с законом, определяемым выбранным типом фильтра, например, кайзеровским [19]:

$$w_K(t, T) = I_0\left(\beta \sqrt{1 - (2t/T)^2}\right) (I_0(\beta))^{-1}, \quad -T/2 \leq t \leq T/2 \quad (10)$$

где $I_0(z)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка, β – параметр окна, выбирается из диапазона $2,5 \div 2,7$ [4].

ИХ СФ по своей форме совпадает с зеркальным комплексным сигналом:

$$h(t) = s^*(-t) = \text{rect}(t/T) \exp\left[-j\pi K (-t)^2 \right] = \text{rect}(t/T) \exp(-j\pi K t^2) \quad (11)$$

Ширина спектра ЛЧМ сигнала, как известно, определяется девиацией частоты $f_d = KT$. Тогда частота дискретизации комплексного сигнала будет равна:

$$f_s = \alpha_{os} f_d \quad (12)$$

где α_{os} – коэффициент передискретизации, выбирается из интервала $1,2 \div 1,4$.

Шаг дискретизации по времени является обратной величиной частоте дискретизации $t_s = 1/f_s$ [20]. Количество отсчетов на заданном интервале времени ΔT согласно [10] окажется равным $N = \lfloor \Delta T/t_s \rfloor$, где $\lfloor \cdot \rfloor$ – операция округления числа до ближайшего большего целого значения.

ЛЧМ сигнал в частотной области согласно [4, 12] может быть представлен следующим образом:

$$S(f) = \text{rect}\{(f + Kt_c)/|K|T\} \exp[-j\pi(f^2/K)] \exp[-j2\pi f(t_0 + t_c)] \quad (13)$$

А согласованный с ним фильтр:

$$H(f) = \text{rect}\{(f + Kt_c)/|K|T\} \exp[j\pi(f^2/K)] \quad (14)$$

Для сигнала с ЛЧМ в литературе предложено три варианта реализации согласованного фильтра [4, 13].

В первом случае принимаемый сигнал $s(t)$ сворачивают с сигналом $h(t)$, который определяется соотношением (11). При проведении согласованной фильтрации выполняются следующие операции:

1. Принимаемый сигнал с помощью БПФ преобразуют из временной области в частотную:

$$s(t) \xrightarrow{\text{БПФ}} S(f) \quad (15)$$

2. Аналогичное действие выполняется с функцией СФ (11) предварительно подвергнутого операции оконной фильтрации (10):

$$h'(t) \xrightarrow{\text{БПФ}} H_1(f) \quad (16)$$

3. Проводится фильтрация сигнала в частотной области [11, 16]:

$$S_c(f) = S_r(f)H_1(f) \quad (17)$$

4. Выполняется обратный переход из частотной области во временную:

$$S_c(f) \xrightarrow{\text{ОБПФ}} S_c(t) \quad (18)$$

Во втором варианте фильтрация также, фактически, выполняется в частотной области, как и в приведенном выше варианте, но в данном случае в качестве фильтрующей функции берут не $H_1(f)$, а функцию $H_2(f)$, причем [18]:

$$H_2(f) = \left\langle \text{FFT} \left\{ s'(t) = w_K(t, T) \exp \left[j\pi K (t - t_c)^2 \right] \right\} \right\rangle^* \quad (19a)$$

или

$$s'(t) \xrightarrow{\text{БПФ}} H'_2(f) \xrightarrow{*(\text{комплексное сопряжение})} H_2(f) \quad (19b)$$

В (19) штрих над функцией означает проведение операции оконной фильтрации, или сглаживания. При согласованной фильтрации длительность T_0 последовательности импульсов с ЛЧМ превышает длительность одиночного импульса T . Поэтому временным отсчетам согласованного фильтра на временном интервале от T до T_0 присваиваются нулевые значения.

В случае крайнего варианта формирования СФ непосредственно в частотной области:

$$H_3(f) = W_k(f, |K|T) \exp \left[j\pi \left(f^2 / K \right) \right] \quad (20a)$$

При необходимости учета доплеровского центроида по времени:

$$H_3(f) = W_k(f, |K|T) \exp \left[j\pi \left(f + Kt_c \right)^2 / K \right] \quad (20b)$$

Причем в частотной области кайзеровское окно определяется следующим образом:

$$W_K(f, F) = I_0 \left(\beta \sqrt{1 - (2f/F)^2} \right) \left(I_0(\beta) \right)^{-1}, \quad -F/2 \leq f \leq F/2 \quad (21)$$

Отметим особенности выполнения фильтрации в частотной области. Во-первых, частота дискретизации определяется с помощью соотношения [17]:

$$f_s = \alpha_{os} |K|T. \quad (22)$$

Общее число выборок равно:

$$N_s = \max \{ T_0 f_s; T f_s \}. \quad (23)$$

Число частотных выборок, приходящееся на фильтр:

$$N_f = |K|T / \Delta f = |K|T (N_s - 1) / f_s, \quad (24)$$

где Δf – шаг дискретизации частоты.

Для выравнивания длины двух последовательностей сигнала и фильтра между собой, выбирается последовательность с меньшей длиной. Затем эта последовательность дополняется нулями до той же длины, что и другая последовательность. При фильтрации по третьему варианту вначале с помощью (17) определяют $S(f)$, затем, используя (20), находят $H_3(f)$. После этого проводят фильтрацию сигнала в частотной области:

$$S_c(f) = S(f)H_3(f). \quad (25)$$

Наконец, выполняется обратный переход во временную область. Далее рассмотрим результаты применения описанных выше операций на примере сжатия сигнала по дальности.

Последовательность сигналов с ЛЧМ моделируется следующим соотношением [7, 9]:

$$S_r(t) = \sum_{i=0}^{M-1} \text{rect} \left[(t - t_{d,i}) / T \right] \exp \left[j\pi K (t - t_{d,i} - t_c)^2 \right], \quad (26)$$

где $t_{d,i}$ – массив $I \times M$, в который внесены задержки по времени средин принимаемых локатором импульсов относительно начала отсчета.

3. Пример численного анализа ЛЧМ сигнала и формирования его спектра с помощью БПФ

В качестве примера зададим следующие параметры ЛЧМ сигнала: $T = 20$ мкс, $\Delta f_c = 10$ МГц, что приводит к значению $K = 5 \cdot 10^{11} \text{ с}^{-2}$ и $K_{сж} = 200$, $t_c = 0$ с. Выбираем значение коэффициента передискретизации $\alpha_{os} = 1,4$ и находим частоту дискретизации сигнала, которая составляет 14 МГц, временной интервал дискретизации, в таком случае, равен 7,43 нс. Результаты расчета зависимости вещественной и мнимой составляющих ЛЧМ сигнала от времени представлены на рисунке 2. На рисунке 3 представлена спектральная характеристика данного сигнала.

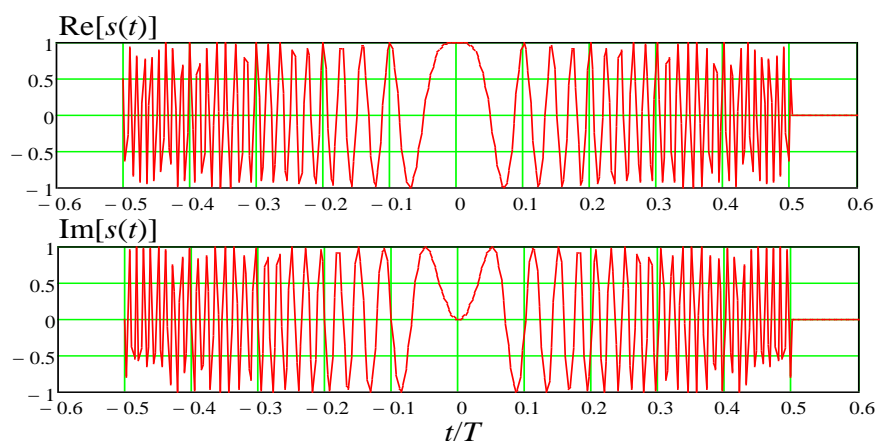


Рисунок 2 – Зависимость от времени вещественной и мнимой составляющих ЛЧМ

сигнала при $t_c = 0$, $\alpha_{os} = 1,4$

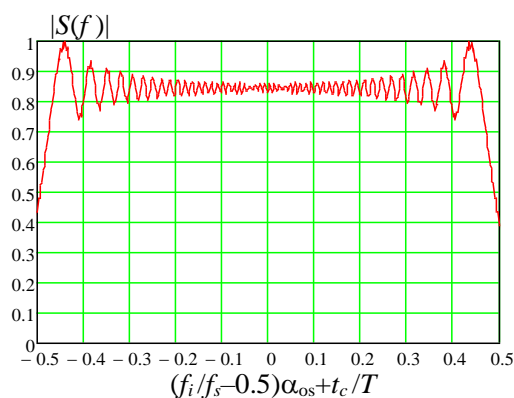


Рисунок 3 – Спектр ЛЧМ сигнала при $t_c = 0$, $\alpha_{os} = 1,4$

4. Результаты согласованной фильтрации ЛЧМ сигнала

Проанализируем результаты моделирования согласованной фильтрации ЛЧМ сигнала. Выберем следующие значения его параметров: $T = 20$ мкс, $\Delta f_c = 150$ МГц, тогда $K = 7,5 \cdot 10^{12} \text{ с}^{-2}$ и $K_{сж} = 200$, $t_c = 0,25T$, $t_{min} = -1,5T$, $t_{max} = 1,5T$, $\alpha_{os} = 1,7$, $N = 1,53 \cdot 10^4$. Результаты моделирования ЛЧМ сигнала на выходе согласованного фильтра в трех различных вариантах его реализации представлены на рисунке 4. Отклики, обозначенные цифрами 1 и 4, соответствуют реализациям 2 и 1 соответственно, а отклики, обозначенные цифрами 2 и 3, соответствуют реализации

3. Фильтр третьего типа также реализован в двух вариантах: с учетом и без учета значения t_c . В первом случае импульсный отклик появляется в центре сигнала, то есть в точке 2, а во втором случае он сдвинут относительно центра на t_c и будет находиться в точке 3.

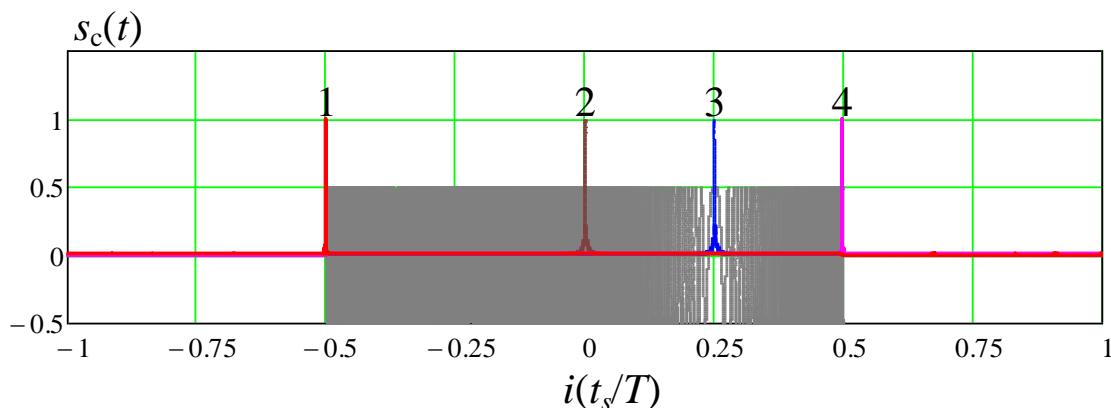


Рисунок 4 – Сигнал с ЛЧМ и сигналы на выходе согласованного с ним фильтра при использовании различных вариантов процедуры свертки

5. Результаты численного анализа искажений, возникающих при обработке сигналов с ЛЧМ

Путем выполнения численного эксперимента проанализированы следующие типы искажений [15], отображенные на рисунке 5:

1) расхождение между скоростью изменения частоты ЛЧМ сигнала K и СФ по закону $K' = K [1 + \delta_K \cos(N_K \omega)]$;

2) искажение амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) по закону: $1 + a \cos(N_A \omega)$;

3) искажение фазо-частотных характеристик (ФЧХ) по закону: $1 + b \sin(N_B \omega)$;

4) одновременное искажение по трем указанным выше типам.

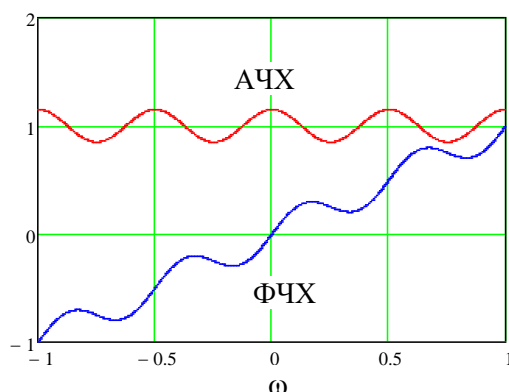


Рисунок 5 – Виды искажений АЧХ и ФЧХ при согласованной фильтрации

6. Влияния искажения амплитудно-частотной характеристики

Зададим следующие параметры искажения АЧХ: $a = 0,316$ (-10 дБ), $N_a = 24$, $b = 0$, $N_b = 0$. Результаты расчета ФО на сигнал с ЛЧМ, параметры которого указаны в предыдущем разделе и использована кайзеровская оконная фильтрация при $\beta = 2,7$, представлены на рисунке 6. Видим, что в этом случае уровень эхосигнала существенно превышает уровень первого бокового лепестка ФО. Парное эхо отстоит от главного лепестка на время $0,005T$ от длительности импульса ЛЧМ сигнала.

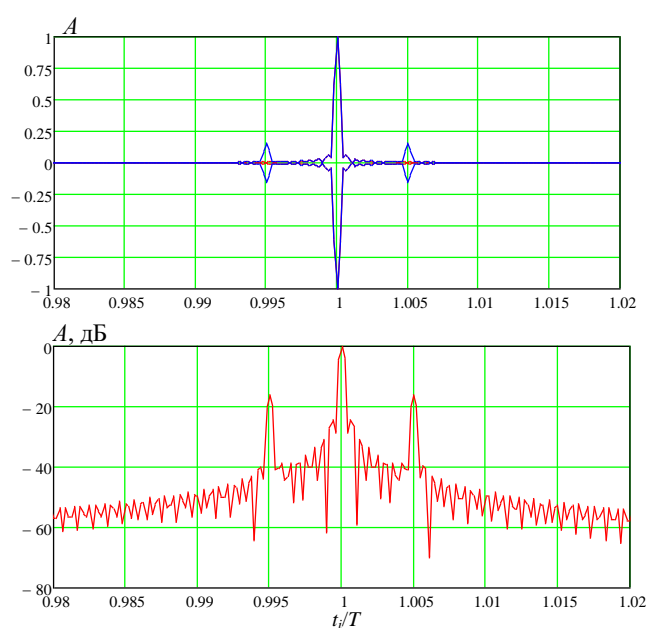


Рисунок 6 – Влияние искажения АЧХ на ФО

7. Влияния искажения фазово-частотной характеристики

Теперь проанализируем влияния искажений ФЧХ на ФО. Положим $a = 0$, $N_a = 0$, $b = 0,316$ (-10 дБ), $N_b = 24$, а также при $b = 1$. Результаты расчета представлены на рисунках 7 и 8. Видим, что в данном случае возникла дополнительная пара эхосигналов, отсутствовавшая в предыдущем случае. Кроме того, при увеличенном значении коэффициента b до 1, возникла и еще одна дополнительная пара эхосигналов.

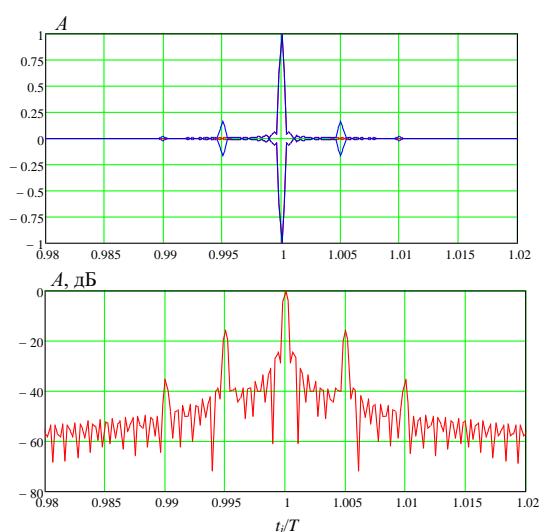


Рисунок 7 – Влияние искажения ФЧХ на ФО при $a = 0$, $N_a = 0$, $N_b = 24$ при условии $b = 0,316$ (-10 дБ)

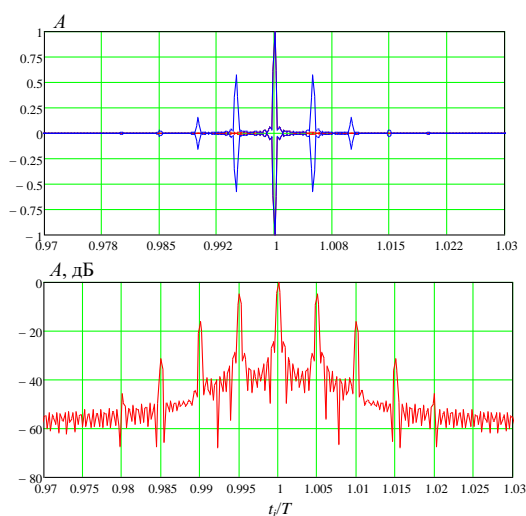


Рисунок 8 – Влияние искажения ФЧХ на ФО при $a = 0$, $N_a = 0$, $N_b = 24$ при условии $b = 1$

8. Учет одновременного влияния искажений АЧХ и ФЧХ

На рисунке 9 изображено влияние одновременного искажения АЧХ и ФЧХ тракта при $a = 0,316$, $N_a = 12$, $b = 1$, $N_b = 24$. Наблюдаем возникновение множественных эхосигналов.

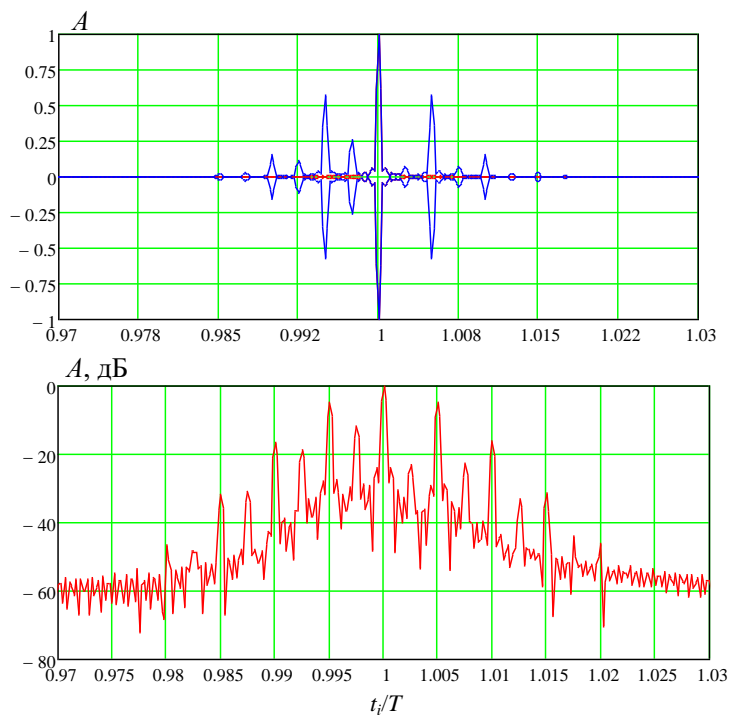


Рисунок 9 – Влияние искажений АЧХ и ФЧХ на ФО при $a = 0,316$, $N_a = 12$, $b = 1$,
 $N_b = 24$

9. Влияние искажения скорости изменения частоты сигнала с ЛЧМ

Теперь введем все три типа рассматриваемых искажений с коэффициентами $a = 0,316$, $N_a = 12$, $b = 0,5$, $N_b = 24$ и $\delta K = 0.3\%$. Результаты представлены на рисунке 10. Видим, что в дополнение к описанным выше эффектам станет наблюдаться расширение пиков, как самой функции отклика, так и ее кратных эхосигналов.

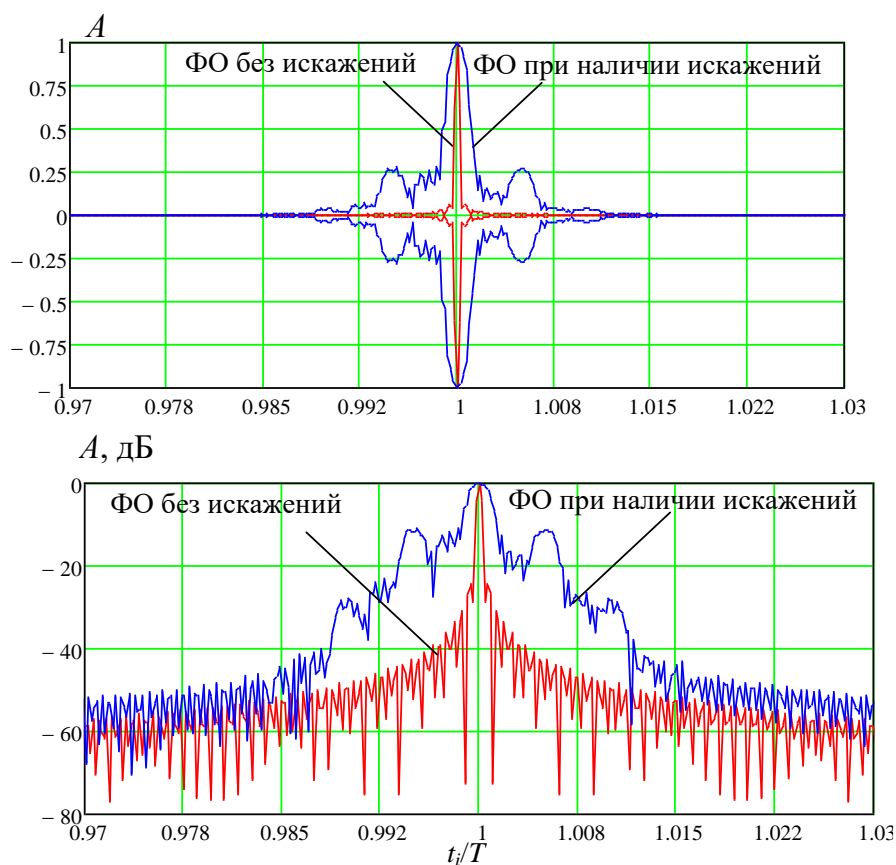


Рисунок 10 – Одновременное влияние искажений трех типов на функцию отклика при $a = 0,316$, $N_a = 12$, $b = 1$, $N_b = 24$ и $\delta K = 0.3\%$

10. Влияние искажений, возникающих при фильтрации сигнала в импульсно-пачечном режиме

Проследим за влиянием искажений на результат согласованной фильтрации последовательности импульсов. Рассмотрим пачку из пяти одинаковых импульсов, их параметры указаны выше, которые будут задержаны друг относительно друга на одинаковый временной интервал $\Delta T = 0,005T$. Очевидно, возможны самые различные комбинации параметров, определяющих искажения. Положим для примера $a = 0,316$, $N_a = 31$, $b = 0,38$, $N_b = 12$ и $\delta K = 0,17\%$. Результат представлен на

рисунке 11. Видим, что эхосигналы могут накладываться на отклики от соседних импульсов, искажая их форму.

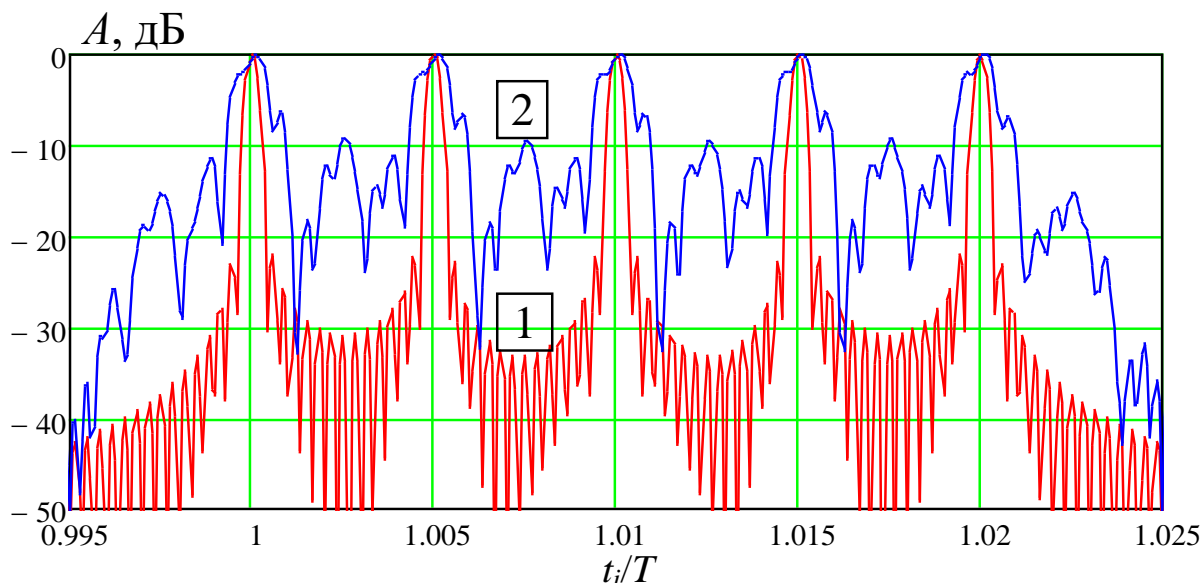


Рисунок 11 – Влияние искажений трех типов на функцию отклика при $a = 0,316$,

$$N_a = 12, b = 1, N_b = 24 \text{ и } \delta K = 0.17\%$$

Заключение

При обработке сигнала с линейной частотной модуляцией, который принимается радиолокационной аппаратурой, возникают искажения в результате сжатия этого сигнала при применении согласованной фильтрации. Даже небольшие отклонения в скорости изменения частоты ЛЧМ сигнала приводят к резкому расширению функции отклика, что, в свою очередь, вызывает ухудшение пространственного разрешения локатора. Модуляция амплитудно-фазовой характеристики приемного тракта может привести к появлению кратных эхосигналов, формированию ложных целей и шумов на изображении, а также вызвать смещение фрагментов изображения.

Список источников

1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. – М.: Советское радио. 1971. – 568 с.
2. Curlander J.C., McDonough R.N. Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing, New York, Wiley-Interscience, 1991, 647 p.
3. Carrara W.G., Goodman R.S., Majewski R.M. Spotlight synthetic aperture radar, Signal processing Algorithms, Artech House, 1995, 554 p.
4. Cumming I.G., Wong F.H. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data, Artech House, 2005, 642 p.
5. Difranco J.V, Rubin W.L. Analysis of Signal Processing Distortion in Radar Systems // IRE Transactions On Military Electronics, 1962, MIL-6, pp. 219–227. DOI: [10.1109/IRET-MIL.1962.5008430](https://doi.org/10.1109/IRET-MIL.1962.5008430)
6. Ефимов А.В., Цветков О.Е. Искажения зондирующего сигнала и их коррекция при формировании радиолокационного изображения в РСА космического аппарата «Кондор-Э» // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 4 (28). С. 15-26.
7. Доматырко Д.Г. Моделирование ЛЧМ сигналов и их достоинства перед другими сложными сигналами // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. № 4. С. 139-145.
8. Оконешников В.С., Севостьянов К.К. Влияние амплитудных и фазовых искажений на корреляционно обработанный ЛЧМ сигнал // Вестник воздушно-космической обороны. 2021. № 3. С. 74-78.

9. Колчев А.А., Шпак Д.Г. Квазиоптимальная обработка широкополосного сигнала с ЛЧМ // Информатика, телекоммуникации и управление. 2010. № 4. С. 48-50.
10. Доматырко Д.Г. Анализ устройств формирования широкополосных ЛЧМ сигналов с высокой точностью // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. № 8. С. 50-52.
11. Бартенев В.Г., Битюков В.К., Гордеев А.Ю., Котов А.Ф. Разработка адаптивной системы селекции движущихся целей с минимальными нелинейными искажениями после прохождения через нее линейно частотно-модулированного сигнала // Радиотехника и электроника. 2019. № 2. С. 136-143. DOI: [10.1134/S0033849419020037](https://doi.org/10.1134/S0033849419020037)
12. Белов С.П., Маторин С.И, Белов А.С., Рачинский С.А., Нетеса В.В. Об оценке частотных свойств одного класса широкополосных шумоподобных сигналов с ЛЧМ // Научный результат. Информационные технологии. 2018. № 2. С. 51-56. DOI: [10.18413/2518-1092-2018-3-2-0-6](https://doi.org/10.18413/2518-1092-2018-3-2-0-6)
13. Кочемасов В.Н., Белов Л.А. Применение ЛЧМ сигналов и методы их формирования // Зарубежная электроника. 1975. № 8. С. 32-63.
14. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконешников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. - М.: Радио связь, 1983, – 192 с.
15. Фридман Л.Б. О влиянии искажений широкополосных сигналов в приёмо-передающих трактах радиолокаторов на эффективность их обработки // II Международный форум «Математические методы и модели в высокотехнологичном

производстве» (Санкт-Петербург, 09 ноября 2022): сборник тезисов докладов. - Санкт-Петербург: ГУАП, 2022. С. 309-312.

16. Каменский К.В. Влияние траекторных нестабильностей и характеристик бортовой навигационной системы на качество радиолокационного изображения при синтезировании апертуры // Труды МАИ. 2022. № 125. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=168186>. DOI: [10.34759/Ы-2022-125-14](https://doi.org/10.34759/Ы-2022-125-14)

17. Булыгин М.Л., Муллов К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой // Труды МАИ. 2015. № 80. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=57040>

18. Дементьев А.Н., Ключев Д.С., Новиков А.Н., Межнов А.С., Питерскова Ю.А., Захарова Е.В., Дементьев Л.А. Развитие методов пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в адаптивной антенной решетке // Труды МАИ. 2022. № 124. URL: <https://trudymai.ru/published.php/published.php?ID=167170>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)

19. Альрубеи М.А. Сравнительный анализ способов интерполяции при оценке частоты дискретизированного гармонического сигнала // Труды МАИ. 2023. № 130. URL: <https://trudymai.ru/published.php/published.php?ID=173027>. DOI: [10.34759/trd-2023-130-15](https://doi.org/10.34759/trd-2023-130-15)

20. Гаврилов К.Ю., Каменский К.В., Малютин О.А. Моделирование траекторного сигнала в радаре с синтезированием апертуры на основе оптических изображений

References

1. Kuk Ch., Bernfel'd M. *Radiolokatsionnye signaly* (Radar signals), Moscow, Sovetskoe radio, 1971, 568 p.
2. Curlander J.C., McDonough R.N. *Synthetic Aperture Radar Systems and Signal Processing*, New York, Wiley-Interscience, 1991, 647 p.
3. Carrara W.G., Goodman R.S., Majewski R.M. *Spotlight synthetic aperture radar, Signal processing Algorithms*, Artech House, 1995, 554 p.
4. Cumming I.G., Wong F.H. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data*, Artech House, 2005, 642 p.
5. Difranco J.V., Rubin W.L. Analysis of Signal Processing Distortion in Radar Systems, *IRE Transactions On Military Electronics*, 1962, MIL-6, pp. 219–227. DOI: [10.1109/IRET-MIL.1962.5008430](https://doi.org/10.1109/IRET-MIL.1962.5008430)
6. Efimov A.V., Tsvetkov O.E. *Radiotekhnicheskie i telekommunikatsionnye sistemy*, 2017, no. 4 (28), pp. 15-26.
7. Domatyrko D.G. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2010, no. 4, pp. 139-145.
8. Okoneshnikov V.S., Sevost'yanov K.K. *Vestnik vozdushno-kosmicheskoi oborony*, 2021, no. 3, pp. 74-78.

9. Kolchev A.A., Shpak D.G. *Informatika, telekommunikatsii i upravlenie*, 2010, no. 4, pp. 48-50.
10. Domatyrko D.G. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta*, 2010, no. 8, pp. 50-52.
11. Bartenev V.G., Bityukov V.K., Gordeev A.Yu., Kotov A.F. *Radiotekhnika i elektronika*, 2019, no. 2, pp. 136-143. DOI: [10.1134/S0033849419020037](https://doi.org/10.1134/S0033849419020037)
12. Belov S.P., Matorin S.I., Belov A.S., Rachinskii S.A., Netesa V.V. *Nauchnyi rezul'tat. Informatsionnye tekhnologii*, 2018, no. 2, pp. 51-56. DOI: [10.18413/2518-1092-2018-3-2-0-6](https://doi.org/10.18413/2518-1092-2018-3-2-0-6)
13. Kochemasov V.N., Belov L.A. *Zarubezhnaya elektronika*, 1975, no. 8, pp. 32-63.
14. Kochemasov V.N., Belov L.A., Okoneshnikov V.S. *Formirovanie signalov s lineinoi chastotnoi modulyatsiei* (Formation of signals with linear frequency modulation), Moscow, Radio svyaz', 1983, 192 p.
15. Fridman L.B. (Sankt- *II Mezhdunarodnyi forum «Matematicheskie metody i modeli v vysokotekhnologichnom proizvodstve»*): sbornik tezisov dokladov. Sankt-Peterburg, GUAP, 2022, pp. 309-312.
16. Kamenskii K.V. *Trudy MAI*, 2022, no. 125. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=168186>. DOI: [10.34759/Y-2022-125-14](https://doi.org/10.34759/Y-2022-125-14)
17. Bulygin M.L., Mullov K.D. *Trudy MAI*, 2015, no. 80. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=57040>
18. Dement'ev A.N., Klyuev D.S., Novikov A.N., Mezhnov A.S., Piterskova Yu.A., Zakharova E.V., Dement'ev L.A. *Trudy MAI*, 2022, no. 124. URL:

<https://trudymai.ru/eng/published.php/published.php?ID=167170>. DOI: [10.34759/trd-2022-124-25](https://doi.org/10.34759/trd-2022-124-25)

19. Al'rubei M.A. *Trudy MAI*, 2023, no. 130. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php/published.php?ID=173027>. DOI: [10.34759/trd-2023-130-15](https://doi.org/10.34759/trd-2023-130-15)

20. Gavrilov K.Yu., Kamenskii K.V., Malyutina O.A. *Trudy MAI*, 2021, no. 118. URL: <https://trudymai.ru/eng/published.php?ID=158252>. DOI: [10.34759/trd-2021-118-12](https://doi.org/10.34759/trd-2021-118-12)

Статья поступила в редакцию 29.01.2024

Одобрена после рецензирования 02.02.2024

Принята к публикации 26.04.2024

The article was submitted on 29.01.2024; approved after reviewing on 02.02.2024; accepted for publication on 26.04.2024