

Цифровая обработка ЛЧМ-сигнала

Д. С. Афанасьев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина), Санкт-Петербург, Россия
dmitr-afanas@yandex.ru

Аннотация. Разработаны алгоритмы цифровой обработки сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Рассмотрены способ калибровки нескольких ЛЧМ-сигналов для последующей их совместной обработки, алгоритм сдвига сигнала во времени, компенсация сжатия или растяжения сигнала во времени, определение времени начала сигнала, цифровая обработка сигналов.

Ключевые слова: обработка данных, цифровая обработка сигналов, ЛЧМ, калибровка, сдвиг сигнала, сжатие и растяжение сигнала

Для цитирования: Афанасьев Д. С. Цифровая обработка ЛЧМ-сигнала // Изв. СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2022. Т. 15, № 4. С. 44–48 doi: 10.32603/2071-8985-2022-15-4-44-48.

Original article

Digital Chirp Processing

D. S. Afanasiev

Saint Petersburg Electrotechnical University, Saint Petersburg, Russia
dmitr-afanas@yandex.ru

Abstract. Algorithms for digital signal processing with linear frequency modulation LFM have been developed. A method for calibrating several chirp signals for their subsequent joint processing, an algorithm for shifting a signal in time, compensating for compression or stretching of a signal in time, and determining the start time of a signal are considered, digital signal processing.

Keywords: data processing, digital signal processing, chirp, calibration, signal shift, signal compression and expansion

For citation: Afanasev D. S. Digital Chirp Processing // LETI Transactions on Electrical Engineering & Computer Science. 2022. Vol. 15, no. 4. P. 44-48. doi 10.32603/2071-8985-2022-15-4-44-48.

Введение. Для того чтобы лучше понимать рассматриваемые алгоритмы, необходимо описать область их возможного применения. Множество алгоритмов цифровой обработки данных применяется при использовании цифровых фазированных антенных решеток.

Фазированная антенная решетка – это совокупность минимум двух и максимум бесконечности антенн, обычно однотипных, которые соединены определенным образом для получения произвольных диаграмм направленности [1].

Рассмотрим принцип диаграммообразования на примере случая, показанного на рис. 1, где по-

казано, как распространяется отраженный сигнал от объекта.

Рассмотрим случай, когда элементарных приемников всего 4 и они расположены горизонтально в ряд. Сигнал достигнет приемников не одновременно, а с задержками. До правого приемника сигнал дойдет раньше всего, а левый зафиксирует этот сигнал последним. Итого радиолокационная станция РЛС получит 4 одинаковых сигнала, но с разными временными задержками (рис. 2, а). Счет приемников начинается с правого.



Рис. 1. Распространение отраженного сигнала
Fig. 1. Reflected signal propagation

Амплитуда сигнала, полученного в результате суммирования, оказалась меньше, чем у исходных сигналов.

Кроме полезного сигнала приемник получает шумы, но если внести поправки по временным задержкам этих сигналов и после этого просуммировать получившееся, то получится совсем другой результат (рис. 2, б).

В идеальных условиях и при правильных подстройках фаз, при сложении когерентных сигналов амплитуда повышается во столько раз, сколько используется элементарных приемников.

Следовательно, задача блока диаграммообразования заключается в преобразовании множества сигналов от элементарных приемников в один сигнал. Он превращает полотно антенны в одну направленную антенну.

Когда диаграммообразование выполняется в аналоговом виде, используются фазовращатели, которые на самом деле увеличивают или уменьшают длину проводника, что увеличивает либо

уменьшает промежуток времени от момента поступления сигнала на вход фазовращателя до момента выхода его из устройства. В рамках задачи диаграммообразования именно это и нужно, так как основная цель состоит в компенсации временных задержек достижения фронта импульса одних антенных приемников относительно других.

При цифровом диаграммообразовании сигналы от элементарных приемников поступают сразу на устройство аналого-цифрового преобразователя (АЦП). При обработке сигналов сантиметрового диапазона до оцифровки применяется аналоговое гетеродинирование, для того чтобы перенести высокочастотный сигнал в полосу пригодную для оцифровки. Именно об этом случае и будет идти речь далее.

Алгоритм цифрового диаграммообразования начинается с расчета разности хода каждого приемного канала:

$$\Delta L = ux + vy,$$

где u – азимут направления сканирующего луча; v – угол места направления сканирующего луча; x и y – координаты элементарного приемника в метрах относительно приемника, взятого за нулевую точку.

С этого момента цифровое диаграммообразование отличается от аналогового. Так, оцифрованный сигнал становится дискретизированным по времени, из-за чего смещать сигнал во времени возможно с шагом периода дискретизации сигнала, что слишком грубо для работы алгоритма диаграммообразования. Поэтому при обработке гладкого сигнала вместо временных поправок используются фазовые, т. е. алгоритм работает не с первопричиной – временем прихода, а со следствием – фазой сигнала.

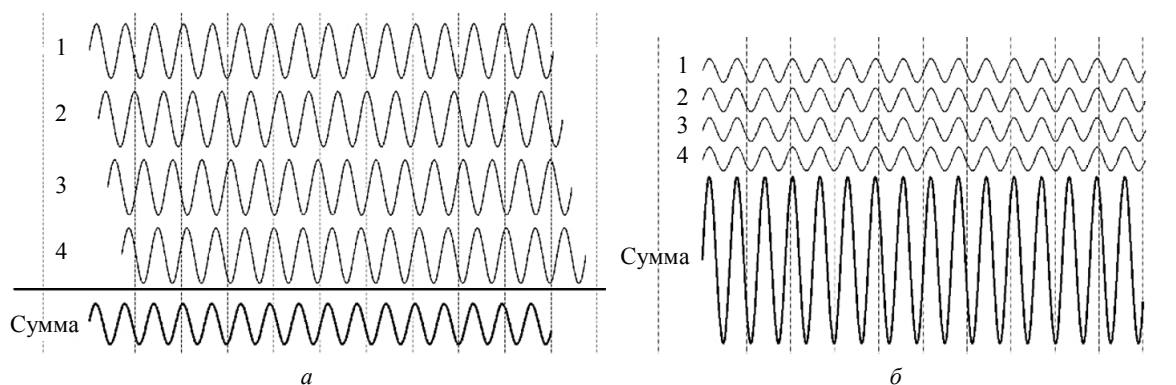


Рис. 2. Сложение сигналов от приемников: а – некогерентных; б – когерентных
Fig. 2. Addition of signals from receivers: а – incoherent; б – coherent

На рис. 2 было показано, что результат сложения будет максимален, если в каждый дискрет сложения фазы всех сигналов одинаковы. Тогда фаза, на которую нужно сдвинуть принятый сигнал, рассчитывается по формуле

$$\phi = 2\pi \left\{ \frac{\Delta L f}{c} \right\},$$

где f – частота обрабатываемого сигнала; c – скорость света.

Обработка ЛЧМ-сигнала. При приеме сигнала ЛЧМ при помощи аналогового гетеродина снимается линейная частотная модуляция. В результате на вход АЦП поступает сигнал амплитудной манипуляции (АМ) с некоторым частотным сдвигом, характеризующим разность моментов времени приема ЛЧМ и начала аналогового гетеродина. Точкой начала отсчета становится начало формирования ЛЧМ-сигнала гетеродином.

Для определения времени начала сигнала необходимо разложить полученный сигнал в спектр. Исходя из скорости изменения ЛЧМ, определяется шаг одной гипотезы полученного спектра. После необходимо определить номер гипотезы максимальной спектральной составляющей, которая характеризует время начала сигнала.

Исходя из максимальной полосы обработки, временной диапазон по времени начала сигнала составляет

$$t_{\max} = \Delta t \frac{F_{\text{dec}}}{\Delta F},$$

где Δt – длительность сигнала; F_{dec} – максимальная полоса обработки; ΔF – ширина полосы сигнала.

Длительность сигнала в отсчетах оцифровки составляет

$$N_{\text{sig}} = F_{\text{dec}} \Delta t.$$

Поскольку шаг гипотез по времени начала при обработке ФМ (фазовая манипуляция) сигналов $\ll t_{\max}$, то при помощи ФМ-сигналов необходимо найти цель, а при помощи ЛЧМ определить более точно дискрет дальности и/или ее структуру.

Дискрет по времени начала сигнала составит

$$t_{\text{discr}} = \frac{N_{\text{sig}} \frac{F_{\text{dec}}}{\Delta F}}{N_{\text{fft}}},$$

где N_{fft} – длина алгоритма быстрого преобразования Фурье.

Данную величину можно расценивать как меру эффективности поиска начала сигнала по сравнению с алгоритмом корреляции эталонного сигнала с принимаемым [2], [3]. Она измеряется в дискретах оцифровки. Если величина равна единице, значит точность такая же, как при корреляции, если 0.5 – в два раза точнее.

Для расчета времени начала сигнала необходимо использовать следующую формулу:

$$t_{\text{sig}} = n_{\text{fft}} t_{\text{discr}} \frac{1}{F_{\text{dec}}},$$

где n_{fft} – номер гипотезы максимальной спектральной составляющей. Это время начала сигнала относительно начала формирования ЛЧМ-сигнала гетеродином.

Калибровка нескольких сигналов относительно одного. Для обеспечения работы алгоритма обработки ЛЧМ-сигнала необходимо провести калибровку с шагом, равным полосе частот, не требующих изменения калибровочного коэффициента. Данный шаг можно выбрать в соответствии с шириной спектра ФМ-сигнала, который уже используется. В таком случае необходимое количество коэффициентов для калибровки составит

$$N_{\text{coef}} = \frac{\Delta F}{\Delta F_{\text{FM}}},$$

где ΔF – ширина полосы ЛЧМ-сигнала; ΔF_{FM} – ширина полосы приемного тракта, не требующая перекалибровки приемных каналов.

Описание алгоритма расчета калибровочных коэффициентов ЛЧМ.

1. N_{sig} отсчетов K каналов z_n^k ЛЧМ разбивается на N_{coef} интервалов по $N_{sc} = \frac{N_{\text{sig}}}{N_{\text{coef}}}$ отсчетов

$z_n^{k,i}$, $i = \overline{1, N_{\text{coef}}}$, $n = \overline{1, N_{sc}}$.

2. Рассчитывается СКО каждого канала:

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{1}{N_{\text{sig}}} \sum_{i=0}^{N_{\text{coef}}-1} \sum_{n=0}^{N_{sc}-1} |z_n^{k,i}|^2}, \quad k = \overline{1, K}.$$

3. Выбор опорного канала происходит по среднему значению СКО.

4. Для каждого интервала каждого канала вычисляется оценка амплитуды взятием абсолютно значения и усреднением:

$$A^{k,i} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |z_n^{k,i}| = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \sqrt{(\text{Re } z_n^{k,i})^2 + (\text{Im } z_n^{k,i})^2},$$

$$k = \overline{1, K}, \quad i = \overline{1, N_{\text{coef}}}, \quad N = N_{sc}.$$

5. Для каждого интервала каждого канала вычисляется оценка сдвигов фаз через скалярное произведение вектора отсчетов каждого канала на вектор отсчетов опорного канала с сопряжением (эквивалентно средней разницы мгновенных фаз):

$$\phi^{k,i} = \text{Arg} \sum_{n=0}^{N-1} \mathbf{z}_n^{k,i} \cdot \overline{\mathbf{z}_n^{k_0,i}},$$

$$k = \overline{1, K}, i = \overline{1, N_{\text{coef}}}, N = N_{sc},$$

где k_0 – индекс опорного канала.

6. Для каждого интервала каждого канала считается итоговый калибровочный коэффициент относительно выбранного опорного канала:

$$\xi_{k,i} = \frac{A^{k_0,i}}{A^{k,i}} (\cos \phi^{k,i} - i \sin \phi^{k,i}).$$

Период расчета новых калибровочных коэффициентов зависит от характеристик аналогового приемного тракта и определяется опытным путем.

Сдвиг сигнала во времени. Эхо-сигналы, принятые различными элементами антенной решетки, имеют относительный сдвиг по времени.

В случае использования ЛЧМ-сигнала данный сдвиг порождает сдвиг частоты Δf . Формула расчета сдвига:

$$f_{\text{het}} = dF_d \Delta L,$$

где dF_d – изменения частоты СШЛЧМ в единицу времени, Гц/м; ΔL – разность хода, м.

Вычисление разности хода в каналах происходит аналогично стадии диаграммообразования. Скорость изменения частоты СШЛЧМ определяется по формуле

$$dF_\lambda = \frac{\Delta F}{\Delta t c},$$

где ΔF – ширина полосы, Гц; Δt – длительность сигнал, с; c – скорость света, м/с.

Расчитанный сдвиг для каждого канала компенсируется индивидуальным гетеродином соответствующей частоты, расположенным по выходу АЦП.

Компенсация сжатия или растяжения сигнала во времени. Сигнал может измениться по сравнению с исходным сигналом, который излучает передатчик, если происходит движение приемника относительно передатчика, а точнее, изменяется расстояние между передатчиком и приемником [4]. Для расчета модификации сигнала

необходима информация о радиальной скорости передатчика относительно приемника. В результате такого приближения передатчика к приемнику в каждый следующий момент времени излучения сигналу необходимо преодолеть меньшее расстояние, чем в предыдущий момент.

При удалении передатчика от приемника ситуация противоположна. Это приводит к сжатию или растяжению исходного сигнала. В случае распространения электромагнитных волн (или других безмассовых частиц) в вакууме формулу для частоты выводят из уравнений специальной теории относительности.

Поскольку для распространения электромагнитных волн не требуется материальная среда, можно рассматривать только относительную скорость источника и наблюдателя [5]. Коэффициент сжатия/растяжения рассчитывается по формуле

$$\Delta = \frac{\sqrt{1 - v^2/c^2}}{1 - (v/c) \cos \theta},$$

где v – скорость источника относительно приемника (наблюдателя); θ – угол между направлением на источник и вектором скорости в системе отсчета приемника. Если источник радиально удаляется от наблюдателя, то $\theta = \pi$, если приближается, то $\theta = 0$.

В условиях, когда относительная скорость неизвестна, можно определить коэффициент сжатия/растяжения, измерив изменение частоты относительно исходного сигнала. Отношение полученной частоты сигнала к исходной частоте и есть искомый коэффициент: $\Delta = v/v_0$. Зная данный коэффициент, можно рассчитать параметры ЛЧМ-сигнала, получаемого от того же передатчика. Аналитическая запись ЛЧМ-сигнала имеет вид

$$S(t) = U_0 \cos(2\pi f_0 t + \pi b t^2),$$

где U_0 – амплитуда; f_0 – несущая частота; t – время, изменяющееся в диапазоне $0 \dots T_{\text{sign}}$ с периодом дискретизации Δt , T_{sign} – длительность тактов обзора; $b = (F_{\text{max}} - F_{\text{min}})/T_c$ – девиация частоты, $F_{\text{max}}, F_{\text{min}}$ – максимальное и минимальное значения частоты радиосигнала, T_c – длительность сигнала. Тогда мгновенная частота в сигнале изменяется по линейному закону:

$$f_u = f_0 + bt.$$

С учетом коэффициента мгновенная частота в сигнале выглядит следующим образом:

$$f_{\Delta} = f_0\Delta + b\Delta t.$$

Рассчитанные параметры ЛЧМ-сигнала можно применить при формировании гетеродина, используемого для снятия ЛЧМ-модуляции. Либо,

если точность изначального гетеродина не позволяет выставить точную частоту и девиацию, можно использовать дополнительный цифровой компенсирующий гетеродин. Тогда его мгновенная частота в сигнале должна быть $f_{\text{доп}} = f_{\Delta} - f_u$.

Список литературы

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004. С. 12–14.
2. Айфичер Э. С., Джервис Б. У. Цифровая обработка сигналов: практический подход. 2-е изд. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 992 с.
3. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. 3-е изд. М.: Техносфера, 2012. 1048 с.
4. Henderson T. The Doppler Effect – Lesson 3, Waves. Physics tutorial. The Physics Classroom (2017). URL: <https://www.physicsclassroom.com/class/waves/Lesson-3/The-Doppler-Effect> (дата обращения 07.03.2022).
5. Ландау Л. Д., Лифшиц Е. М. Теория поля. 7-е изд., испр. М.: Наука, 1988. Теоретическая физика. Т. II. С. 158–159.

Информация об авторе

Афанасьев Дмитрий Сергеевич – аспирант кафедры информационных систем СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; начальник отдела цифровой обработки сигналов СПб филиала АО РТИ. 196084, Россия, Санкт-Петербург, Лиговский пр., 254.

E-mail: dmitr-afanas@yandex.ru

References

1. Bakulev P. A. Radiolokacionnye sistemy. Uchebnik dlya vuzov. M.: Radiotekhnika, 2004. S. 12–14. (In Russ.).
2. Ajficher E. S., Dzhervis B. U. Cifrovaya obrabotka signalov: prakticheskij podhod. 2-e izd. M.: Izdatel'skij dom «Vil'yams», 2004. 992 s. (In Russ.).
3. Oppengejm A., SHafer R. Cifrovaya obrabotka signalov. 3-e izd. M.: Tekhnosfera, 2012. 1048 s. (In Russ.).
4. Henderson T. The Doppler Effect – Lesson 3, Waves. Physics tutorial. The Physics Classroom (2017). URL: <https://www.physicsclassroom.com/class/waves/Lesson-3/The-Doppler-Effect> (accessed: 07.03.2022).
5. Landau L. D., Lifshic E. M. Teoriya polya. 7-e izd., ispr. M.: Nauka, 1988. Teoreticheskaya fizika. T. II. S. 158–159. (In Russ.).

Information about the author

Dmitry S. Afanasiev – post graduate student of the Department of Information Systems of Saint Petersburg Electrotechnical University, Head of the Digital Signal Processing Department of the Saint Petersburg branch of AO RTI. Ligovsky pr., 254, Saint Petersburg, 196084, Russia.

E-mail: dmitr-afanas@yandex.ru

Статья поступила в редакцию 03.04.2022; принята к публикации после рецензирования 07.04.2022; опубликована онлайн 28.04.2022.

Submitted 03.04.2022; accepted 07.04.2022; published online 28.04.2022.
