

Практическая работа №5

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ СЛОЖНЫХ СИГНАЛОВ

Необходимость выполнения работы: Для повышения эффективности систем связи возможно использовать множественный доступ с кодовым разделением – технологию CDMA (англ. Code Division Multiple Access). Данная технология основана на применении сложных сигналов.

Цель работы: Освоение методики формирования и приема шумоподобного сигнала. Изучение принципа работы согласующего фильтра.

Задание:

1. В соответствии с вариантом определить длину последовательности, с помощью которой будет формироваться сложный сигнал.

2. Определить значения соответствующей кодовой последовательности и построить временную диаграмму (см.рис. 5.1), рассчитать ширину спектра сложного сигнала:

$$\Delta f_{\text{слож}} = \frac{N}{\tau_u}$$

где N – длина псевдослучайной последовательности.

3. Разработать структурную схему фильтра, согласованного с полученной последовательностью (см. рис. 5.2).

4. Построить временную диаграмму сигнала на выходе сумматора, входящего в состав согласованного ЦФ, если на вход согласованного фильтра подается информационный сигнал.

5. Построить временную диаграмму сигнала на выходе согласованного ЦФ, если на его вход поступает информационный сигнал.

6. Построить временную диаграмму сигнала на выходе сумматора, входящего в состав согласованного ЦФ, при действии синхронизирующей последовательности.

7. Построить временную диаграмму сигнала на выходе согласованного ЦФ, если на его вход поступает синхронизирующая последовательность.

8. Вычислить значение базы сложного сигнала и отношение сигнал/шум на входе приемника.

9. Определить длительность элементарного импульса кода Баркера, а также выполнить посимвольное сравнение последовательности Баркера с его смещенной копией при различных значениях сдвига.

Примечание. Необходимо предусмотреть использование кода, отличного от кодовой последовательности информационных символов, для синхронизации преобразователя "код – аналог" на приёмной стороне канала

связи. Синхронизирующая последовательность должна быть ортогональной по отношению к информационным последовательностям.

Внимание! Не допускается выбирать такую же последовательность, как в приведенном далее примере. При формировании M-последовательности придумывать свои n начальных значений d_1, d_2, \dots, d_n , которые могут быть любыми за исключением $d_1=d_2= \dots =d_n=0$. Работа, в которой не будет выполнено данное требование не засчитывается.

1.1 Общие теоретические сведения

Заметим, что наилучший способ приёма – идеальный приёмник Котельникова – может быть реализован при сигнале, известном точно, за исключением, в данном случае, факта: какой из двух возможных сигналов, $S_1(t)$ или $S_2(t)$, присутствует на входе приёмника в данный момент времени. Помехоустойчивость приёмника, характеризуемая вероятностью ошибки, при известных сигналах определяется только отношением его энергии к спектральной плотности помехи. Поэтому применение сложных сигналов не может дать выигрыша помехоустойчивости при помехе в виде широкополосного шума и сигналах, известных точно. Однако применение сложных сигналов позволяет получить целый ряд других преимуществ – повышение помехоустойчивости по отношению к помехам от других подобных систем связи, при действии узкополосных помех, многолучевом распространении сигнала и т.п.

Как доказывает теория информации и общая теория связи применение широкополосных сигналов повышает целый ряд показателей качества системы передачи информации и в настоящее время применяется достаточно широко, например, в целом ряде современных систем сотовой связи. Расширение спектра сигнала при использовании когерентного накопления позволяет обеспечить скрытность передачи информации, снижает опасность помех с сосредоточенным спектром, допускает перекрытие спектров сигналов различных систем при практическом отсутствии взаимных искажений. Следует также отметить, что использование широкополосных (сложных) сигналов исключает межсимвольные искажения принимаемых сигналов.

Кроме того, использование сложного сигнала позволяет обеспечить надежную синхронизацию устройства восстановления аналогового сообщения по принятому цифровому сигналу. В настоящей курсовой работе предлагается воспользоваться сложными сигналами для передачи синхронизирующих импульсов, обеспечивающих определение временного положения разрядных импульсов двоичного кода на приемной стороне, что необходимо как для восстановления аналогового сигнала, так и для правильной регистрации и отображения цифрового сигнала.

Таким образом, студент должен выбрать два вида используемых сигналов: один сигнал должен быть использован для синхронизации, второй – для передачи информационных символов.

Необходимо выбрать тип кода (рекомендуется код Баркера или M-последовательность), его длину и конкретную реализацию – последовательность единиц и нулей. Длительность импульса теперь должна уменьшиться и стать

$$\tau_{\text{слож}} = \frac{1}{N} \tau_{\text{и}}, \quad (4.40)$$

где N – количество импульсов в фазоманипулированном коде, несущем один символ (единица или ноль) информационного кода (длина последовательности).

Следует рассчитать новое значение полосы пропускания приёмника, разработать структуру согласованного фильтра для каждого сигнала, убедиться, что использование сложного сигнала не изменит помехоустойчивости приёмника; при известном сигнале – рассчитать новое значение мощности шума и пиковой мощности сигнала в момент достижения его амплитудой максимального значения.

1.2 Выбор метода расширения спектра сигнала

Широкополосной называется система, которая передает сигнал, занимающий очень широкую полосу частот, значительно превосходящую ту минимальную ширину полосы частот, которая фактически требуется для передачи информации. Так например, низкочастотный сигнал может быть передан с помощью амплитудной модуляции (АМ) в полосе частот, в 2 раза превосходящей полосу частот этого сигнала. Другие виды модуляции, такие как частотная модуляция (ЧМ) с малой девиацией и однополосная АМ, позволяют осуществить передачу информации в полосе частот, сравнимой с полосой частот информационного сигнала. В широкополосной системе исходный модулирующий сигнал (например, сигнал телефонного канала) с полосой всего несколько килоггерц распределяют в полосе частот, ширина которой может быть несколько мегагерц. Последнее осуществляется путем двойной модуляции несущей передаваемым информационным сигналом и широкополосным кодирующим сигналом.

Основной характеристикой широкополосной связи является база сигнала, определяемая как произведение ширины его спектра F на его длительность T . У широкополосной связи $B \gg 1$.

$$B = F \cdot T$$

В цифровых системах связи, передающих информацию в виде двоичных символов, длительность которых T при широкополосной связи и скорость передачи сообщений R связаны отношением

$$T = \frac{1}{R}$$

Поэтому база сигнала

$$B = \frac{F}{R}$$

характеризует расширение спектра относительно спектра сообщения.

В настоящее время применяются два метода расширения спектра сигнала: метод прямой последовательности (DSSS) и метод частотных скачков (FHSS).

При первом способе узкополосный сигнал умножается на псевдослучайную последовательность (ПСП) с периодом повторения T , включающую N бит последовательности длительностью τ_0 каждый. В этом случае база ШПС численно равна количеству элементов ПСП. Наиболее распространённой является двухфазная манипуляция со сдвигом фазы на 180 градусов. Могут быть использованы и другие виды модуляции, например АИМ и частотная манипуляция. Однако самым распространённым видом в системах с ПСС является фазовая манипуляция (балансная модуляция). Это объясняется несколькими причинами.

Во-первых, отсутствие несущей затрудняет процесс обнаружения сигнала.

Во-вторых, большая часть мощности отводится на передачу полезной информации, поскольку вся мощность передатчика используется только для передачи псевдослучайного сигнала.

В-третьих, огибающая сигнала имеет постоянный уровень, так что эффективность использования передаваемой мощности в отводимой полосе частот получается максимальной.

Скачкообразное изменение частоты несущей, как правило, осуществляется за счёт быстрой перестройки выходной частоты синтезатора в соответствии с законом формирования ПСП. В упрощенном виде его можно представить следующим образом: каждый из последующих бит информации "перескакивает" на другую несущую частоту (одну из 79, определенных стандартом 802.11 для FHSS). Порядок чередования поднесущих определяется псевдослучайной последовательностью. Ясно, что не зная ее, принять передачу невозможно. Каждая пара приемник-передатчик работает с одной и той же последовательностью. Очевидно, что если в непосредственной близости друг от друга работают несколько таких пар, использующих разные последовательности скачков частоты, то они друг другу не мешают. Если же в некоторый момент чьи-то несущие случайно совпадут и соответствующие данные будут испорчены, то эту ошибку можно выявить (например, с помощью протоколов более высоких уровней), и необходимый фрагмент (очень небольшой) будет передан еще раз. Точно таким же образом обеспечивается и помехозащищенность передачи по отношению к узкополосным помехам - если

помехи случайно совпадут по частоте с одной из несущих, придется повторно передать очень небольшую часть общего объема данных. Отметим, что по интенсивности радиосигнал, передаваемый по методу FHSS, не уступает узкополосному сигналу, и поэтому активно работающие широкополосные средства связи вполне могут служить источником помех для других устройств.

Исходя из полученной информации в настоящей курсовой работе выбор был сделан в пользу расширения спектра по методу прямой последовательности, т.к. этот метод представляется более эффективным и проще реализуемым.

1.3 Выбор псевдослучайной последовательности

1.3.1 Код Баркера

В качестве сложного сигнала предлагается использование фазокодовой манипуляции каждого из импульсов информационной бинарной последовательности либо сигналом Баркера, либо линейной рекуррентной последовательностью (М-последовательностью). При этом символы информационного двоичного кода (“единицы” и “нули”) отличаются частотой или фазой высокочастотного заполнения в зависимости от вида модуляции во второй ступени. Таким образом, использование, например, кода Баркера длиной в 11 импульсов приводит к разбиению разрядного импульса на 11 элементарных импульсов, образующих код Баркера, и к увеличению ширины спектра сигнала в 11 раз. Однако отношение мощности сигнала к мощности шума в момент достижения сигналом максимума на выходе согласованного фильтра не изменяется, если спектральная плотность шума практически не зависит от частоты в полосе сигнала. Таким образом, несмотря на расширение полосы частот, занимаемой сигналом, вероятность ошибки выделения символа бинарного сообщения не возрастает, если используется согласованный фильтр для сложного сигнала, осуществляющий когерентное накопление импульсов фазоманипулированного сигнала (в данном примере – кода Баркера).

Поскольку форма сигнала на выходе согласованного фильтра совпадает с формой автокорреляционной функции сигнала, максимум которой совпадает с моментом окончания сигнала на входе фильтра, то сравнение качества различных сигналов целесообразно проводить на основе их функций автокорреляции. С этой точки зрения наибольшей привлекательностью обладают сигналы (коды) Баркера, максимальный уровень боковых лепестков которых меньше максимального уровня главного лепестка в N раз, где N – число импульсов кода. Однако максимальная длина кода Баркера $N=13$, более длинных таких кодов не найдено. Поэтому на практике значительно чаще используются линейные рекуррентные последовательности максимальной длины (М-последовательности), максимальный относительный уровень бокового лепестка функции автокорреляции которых не превышает \sqrt{N} , но длина N их не ограничена. Сигналы такого вида легко формируются использованием цепочек регистров сдвига с обратной связью.

Для синтезирования сигналов Баркера нет регулярного алгоритма – их находят простым перебором с последующим вычислением функции автокорреляции. Если найденная функция автокорреляции имеет боковые лепестки, максимум которых не превышает $1/N$, то сформированный сигнал является сигналом Баркера. В табл. 5.1 представлены все найденные к настоящему времени коды Баркера.

Таблица 5.1- Таблица кодов Баркера (*готовые коды, сразу берем в соответствии с вариантом*)

N	
3	1 1 0
4	1 1 0 1
4	1 1 1 0
5	1 1 1 0 1
7	1 1 1 0 0 1 0
11	1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 0
13	1 1 1 1 1 0 0 1 1 0 1 0 1

Бесспорно, наилучшим среди кодов Баркера является код длиной $N=13$, максимальный уровень боковых лепестков которого равен $1/13$. Доказано, что для $N>13$ не существуют коды с нечетным числом элементов, имеющие уровень боковых лепестков $1/N$, а для $N>4$ подобные коды для четного числа элементов не найдены. Эти обстоятельства ограничивают область использования сигналов Баркера.

1.3.2 Расчет М-последовательностями.

Наибольшее применение находят фазокодоманипулированные сигналы, называемые М-последовательностями. Символы этих кодов d_k можно найти из рекуррентных уравнений:

$$d_k = c_1 d_{k-1} + c_2 d_{k-2} + \dots + c_n d_{k-n}, \quad k \geq n+1 \quad (5.1)$$

где $c_l, l = \overline{1, n}$ – двоичные коэффициенты, принимающие значения “0” и “1”.

Суммирование в (5.1) ведется по “модулю 2”.

Последовательность d_k двоичных чисел, найденная в соответствии с (5.1), при заданном наборе коэффициентов c_l после достижения $k=N$ начинает периодически повторяться. Максимальное значение периода N достигается специальным подбором коэффициентов $c_l, l = \overline{1, n}$. Тогда последовательность dk является последовательностью максимального периода $N=2^n-1$ и называется М-последовательностью. Относительный уровень боковых лепестков однократной полной М-последовательности, как правило, не превышает

значения $1/\sqrt{N}$, а для периодической последовательности – $1/N$, как и для кода Баркера.

Значения коэффициентов c_l , $l = \overline{1, n}$ при заданных значениях n подбираются по специальным правилам, которые приведены в литературе. Для облегчения их нахождения составлена таблица:

Таблица 5.2. Коэффициенты алгоритма формирования М-последовательностей

n	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6
3	1	0	1			
	0	1	1			
4	0	0	1	1		
	1	0	0	1		
5	0	0	1	0	1	
	0	1	0	0	1	
	0	1	1	1	1	
	1	1	1	0	1	
	1	0	1	1	1	
	1	1	0	1	1	
6	0	0	0	0	1	1
	1	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	1	1
	1	1	0	0	1	1
	1	0	1	1	0	1
	0	1	1	0	1	1

Для того, чтобы найти конкретную М-последовательность при заданном n , необходимо выбрать вариант вектора коэффициентов c_l , соответствующий какой-либо строке из табл. 5.2, задаться n начальными значениями d_1, d_2, \dots, d_n , которые могут быть любыми за исключением $d_1=d_2=\dots=d_n=0$, и воспользоваться уравнением (5.1) для $k \geq n+1$. Для получения полной М-последовательности необходимо сформировать $k_{max}=N_{max}=2^n-1$ членов последовательности, из которых n заданы начальными условиями, остальные находятся из (5.1). Возможно использование “усеченной” М-последовательности, где $k_{max} < N_{max}$, но в этом случае максимальный боковой лепесток функции автокорреляции может оказаться выше значения $1/\sqrt{N}$ относительно ее максимума.

Как указывалось выше, в выполняемой работе необходимо сформировать два различных сложных сигнала – один для передачи информационных символов, второй – для передачи сигнала синхронизации, причем сигналы должны быть ортогональными. Однако применение сигналов Баркера и М-последовательностей небольшой длины не позволяет сделать сигналы ортогональными. Лишь при большой длине М-последовательностей их можно считать ортогональными. В случае, используемом в настоящей курсовой

работе, необходимо сформировать два сложных сигнала, найти результаты их прохождения через “свой” согласованный фильтр и фильтр, согласованный со вторым сложным сигналом. По максимуму отклика сигнала на выходе “чужого” согласованного фильтра оценить степень ортогональности выбранных сигналов. В качестве пары сложных сигналов для информационной последовательности и синхроимпульсов можно выбрать коды Баркера, следующие в прямом и обратном направлениях, две М-последовательности, отличающиеся начальными условиями, или две М-последовательности, отличающиеся значениями коэффициентов в алгоритме (5.1).

Структура фильтра, согласованного с М-последовательностью, представляет собой линию задержки с отводами через интервал, равный длительности импульса τ_n последовательности. Сигналы с отводов поступают на вход сумматора, причем в отводы, на которых в момент поступления последнего импульса на вход линии задержки располагается импульс, имеющий символ “0”, включается инвертор, обеспечивающий в указанный момент времени на входе сумматора совпадение полярности всех импульсов и тем самым значение амплитуды выходного импульса, равного сумме амплитуд входных импульсов. Заключительным звеном фильтра, согласованного с одиночной М-последовательностью, является фильтр, согласованный с одиночным импульсом последовательности.

1.3.3 Пример расчета М-последовательности

В качестве примера рассмотрим согласованный фильтр для М-последовательности длиной $N=7$ ($n=3$). В соответствии с табл. 5.2 и равенством (5.1) формируется уравнение последовательности $d_k = d_{k-2} + d_{k-3}$. Полагая $d_1 = d_2 = d_3 = 1$, можно получить

$$d_4 = d_2 + d_1 = 1 + 1 = 0,$$

$$d_5 = d_3 + d_2 = 1 + 1 = 0,$$

$$d_6 = d_4 + d_3 = 0 + 1 = 1,$$

$$d_7 = d_5 + d_4 = 0 + 0 = 0.$$

Таким образом, находим последовательность, обозначенную символически 1110010, представленную рис. 5.1 в виде разнополярных видеоимпульсов $S(t)$ амплитудой U_0 и длительностью τ_n .

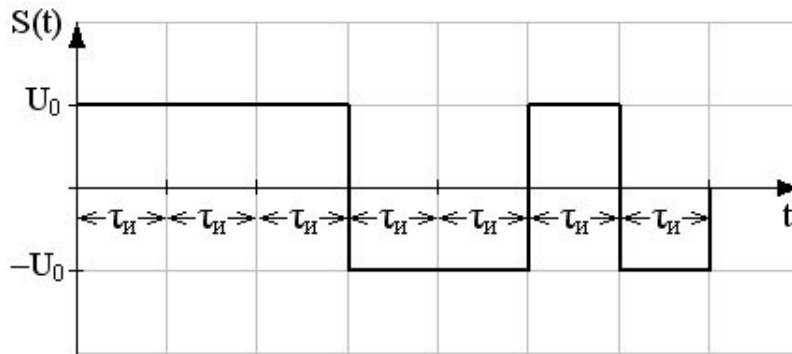


Рисунок 5.1. Первая М-последовательность

Сравнение полученной последовательности с данными табл. 5.1 показывает, что найденная М-последовательность совпадает с кодом Баркера из семи импульсов. Такие совпадения нечасты.

1.4 Формирование согласованного фильтра для приема сигнала

Рассмотрим структурную схему фильтра, согласованного с полученной последовательностью. В соответствии с указанным выше структурная схема состоит из линии задержки с отводами, состоящей из шести секций, каждая из которых задерживает сигнал на время, равное длительности импульса, весового сумматора и фильтра, согласованного с одиночным импульсом. Структурная схема согласованного фильтра приведена на рисунке. 5.2

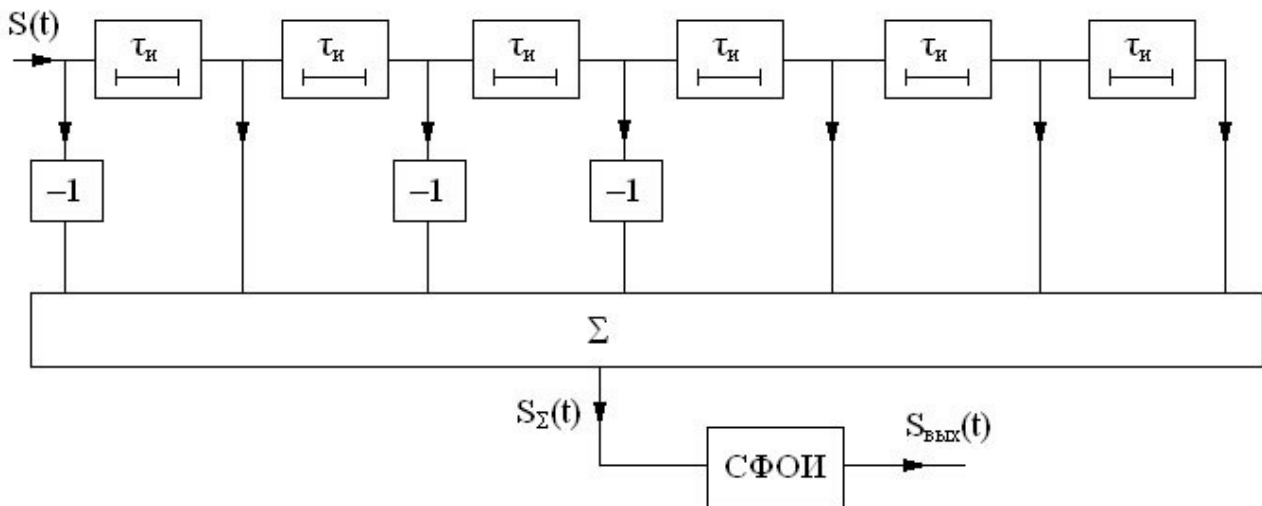


Рисунок 5.2. Структурная схема фильтра, согласованного с М-последовательностью 1110010

Структурная схема фильтра, согласованного с одиночным прямоугольным видеоимпульсом, может быть представлена в виде, приведенном на рисунке. 5.3.

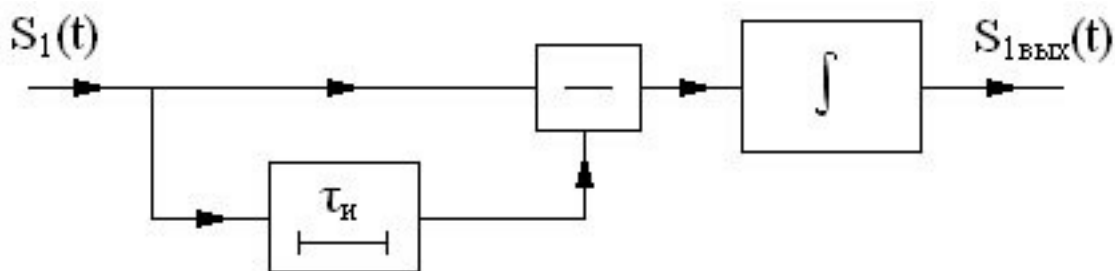


Рисунок 5.3. Структурная схема фильтра, согласованного с одиночным прямоугольным видеоимпульсом

Указанный фильтр состоит из линии задержки на интервал времени, равный длительности импульса, устройства вычитания задержанного импульса из поступающего на вход, интегратора, формирующего на выходе импульс треугольной формы, временное положение вершины которого соответствует моменту окончания входного импульса. Именно в этот момент времени обеспечивается максимальное отношение пикового значения сигнала к эффективному значению шума на выходе фильтра. Максимум выходного сигнала М-последовательности совпадает по времени с моментом, соответствующим положению заднего фронта последнего импульса кода.

Можно показать, что согласованный фильтр обладает следующими свойствами:

1. Комплексный коэффициент передачи:

$$K_{\text{СФ}}(j \omega) = K_0 G_S^*(j \omega) e^{-j\omega t_0},$$

где K_0 – произвольный положительный коэффициент;

$$G_S(j \omega) = \int_0^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt \quad \text{– спектральная плотность входного сигнала}$$

(“звездочка” означает комплексно-сопряженную функцию);

$t_0 > 0$ – момент времени, при наступлении которого отношение пикового значения сигнала к эффективному значению помехи на выходе должно быть максимальным (обычно t_0 равно длительности сигнала).

2. Импульсная реакция фильтра является зеркальным отражением входного сигнала, сдвинутым вправо на длительность сигнала.

3. Отношение максимума выходного напряжения сигнала к эффективному значению шума на выходе:

$$q = \sqrt{2E_S / N_0},$$

где $E_s = \int_0^{T_c} S^2(t)dt$ – удельная энергия сигнала на входе фильтра;

N_0 – спектральная плотность помехи (“белого шума”) на входе фильтра.

4. Сигнал на выходе согласованного фильтра по форме совпадает с функцией корреляции входного сигнала, максимум которой находится в точке окончания сигнала на входе.

Рассмотрим один из способов построения формы сигнала на выходе согласованного фильтра при действии на входе полезного процесса, в данном случае – найденной выше М-последовательности из семи элементов, совпадающей с кодом Баркера.

Необходимо построить таблицу из $N+2$ строк и $N+1$ столбца (в данном случае $N=7$).

Таблица 5.3. К построению сигнала на выходе согласованного фильтра

	0	1	0	0	1	1	1
	0	1	0	0	1	1	1
		0	1	0	0	1	1
			0	1	0	0	1
*				1	0	1	1
*					1	0	1
						0	1
*							1
Σ	-1	0	-1	0	-1	0	7

В верхней строке табл. 5.3. записываются в символической форме амплитуды (точнее, полярности) импульсов на выходах отводов линии задержки, представленной на рис. 5.2 в момент поступления на вход согласованного фильтра последнего импульса последовательности. Нулем показаны импульсы отрицательной полярности. В последующих строках показаны полярности импульсов в различных ветвях отводов на входах сумматора – в первой (после верхней) строке после всей линии задержки, во второй – после предпоследнего звена задержки и т.д. В ветвях, где расположены инверторы, полярности импульсов на входах сумматора противоположны полярностям на выходах соответствующих отводов.

Для наглядности левая колонка (см. табл. 5.3) указывает ветви, в которых содержатся инверторы, соответствующие таким ветвям строки помечены “звездочкой”, отсутствие отметки означает отсутствие инвертора в этой ветви. Нижняя строка представляет амплитуду (с учетом знака) импульса на выходе сумматора в моменты времени, отстоящие от момента прихода на вход фильтра последнего импульса на целое число длительностей импульсов, в том числе и непосредственно в момент прихода последнего импульса кода. При суммировании амплитуд импульсов необходимо учитывать его знак, полагая “единицу” положительным, а “ноль” – отрицательным импульсом единичной амплитуды. Таким образом, в момент прихода на вход фильтра последнего

импульса кода на выходе сумматора амплитуда импульса в 7 раз выше амплитуды входного импульса, в последующие моменты соответственно: 0, -1, 0, -1, 0, -1. Отрицательный знак указывает на отрицательную полярность выходного сигнала. График последовательности импульсов на выходе сумматора приведен на рисунке 5.4.

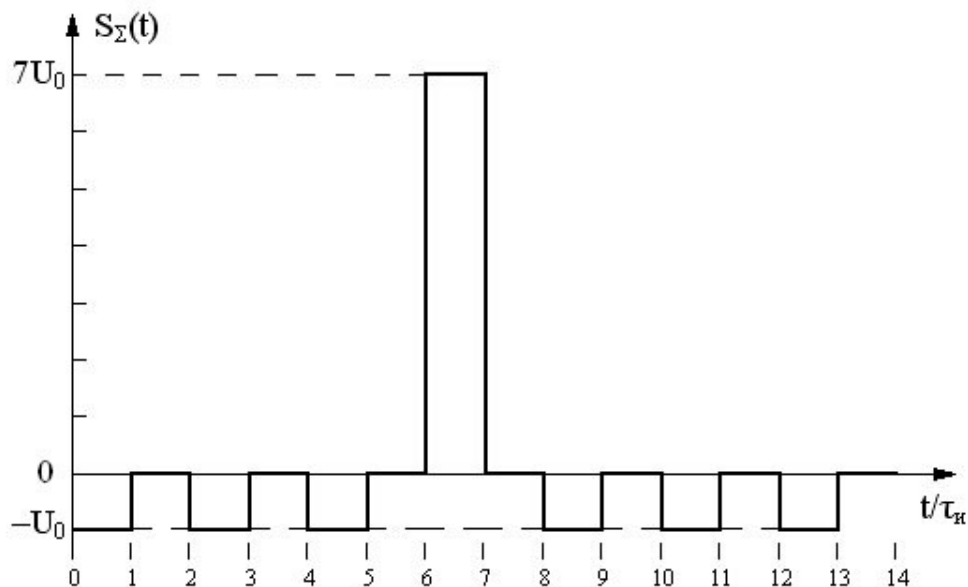


Рисунок 5.4. Последовательность импульсов на выходе сумматора, входящего в состав согласованного фильтра

Как видно на рисунке 5.4, сигнал на выходе сумматора представляет собой последовательность из шести отрицательных импульсов единичной амплитуды и одного положительного, амплитуда которого в 7 раз выше амплитуды каждого из входных импульсов. Этот импульс образует в дальнейшем главный лепесток выходного сигнала, а остальные импульсы – боковые лепестки.

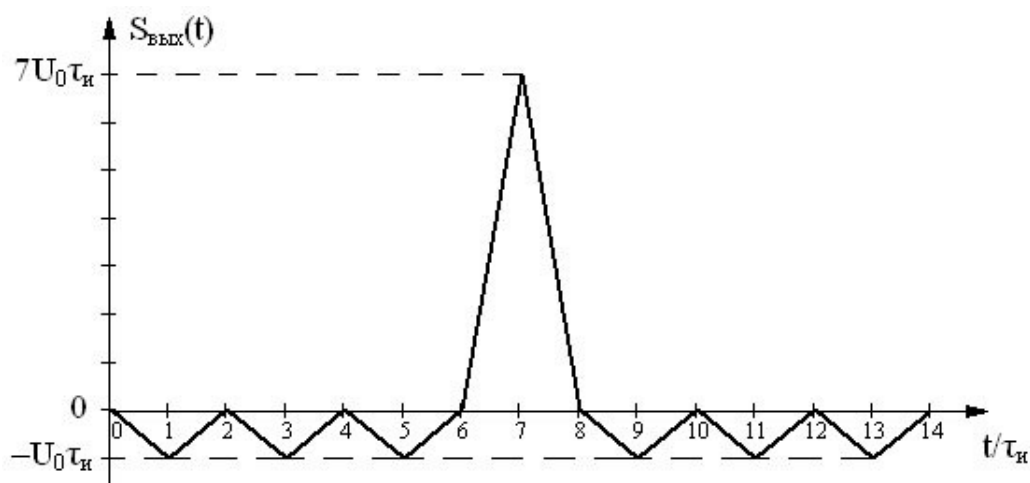


Рисунок 5.5. Сигнал на выходе согласованного фильтра при действии на входе информационного сигнала

С выхода сумматора сигнал $S_{\Sigma}(t)$ поступает на вход фильтра, согласованного с одиночным видеоимпульсом прямоугольной формы, структурная схема которого приведена на рис. 5.3. Процесс на выходе согласованного фильтра можно получить графическим путем, интегрируя разность сигнала, представленного на рис. 5.4, и этого же сигнала, задержанного на длительность импульса $\tau_{и}$. В результате можно получить процесс на выходе согласованного фильтра в целом, график которого представлен на рис. 5.5. Как и должно быть, его форма совпадает с формой функции автокорреляции входного сигнала, сдвинутой вправо на длительность сигнала.

1.5 Формирование сигнала синхронизации

Рассмотрим процесс на выходе согласованного фильтра при действии на его входе сигнала синхронизации, являющегося, как и информационный, М-последовательностью из семи импульсов, однако синтезированного по алгоритму $d_k = d_{k-1} + d_{k-3}$ (табл.5.2) с начальными условиями $d_1=1, d_2=0, d_3=1$. Используя приведенное выше уравнение, можно получить

$$\begin{aligned} d_4 &= d_3 + d_1 = 1 + 1 = 0, \\ d_5 &= d_4 + d_2 = 0 + 0 = 0, \\ d_6 &= d_5 + d_3 = 0 + 1 = 1, \\ d_7 &= d_6 + d_4 = 1 + 0 = 1. \end{aligned}$$

Полученная последовательность имеет вид 1010011. Для построения сигнала на выходе фильтра, схема которого приведена на рис. 5.2, воспользуемся табл. 5.3 с расставленными в крайнем левом столбце “звездочками”, что характеризует расположение инверторов в отводах линии задержки. Дальнейшая процедура аналогична описанной выше. Результаты анализа приведены в табл. 5.4.

Таблица 5.4. К построению сигнала на выходе согласованного фильтра при действии на входе синхронизирующей последовательности

	1	1	0	0	1	0	1						
	1	1	0	0	1	0	1						
		1	1	0	0	1	0	1					
			1	1	0	0	1	0	1				
*				0	0	1	1	0	1	0			
*					0	0	1	1	0	1	0		
						1	1	0	0	1	0	1	
*							0	0	1	1	0	1	0

Σ	1	2	1	-2	-3	0	3	-2	1	2	-3	2	-1
----------	---	---	---	----	----	---	---	----	---	---	----	---	----

Сигнал на выходе сумматора в этом случае имеет форму, представленную на рисунке 5.6.

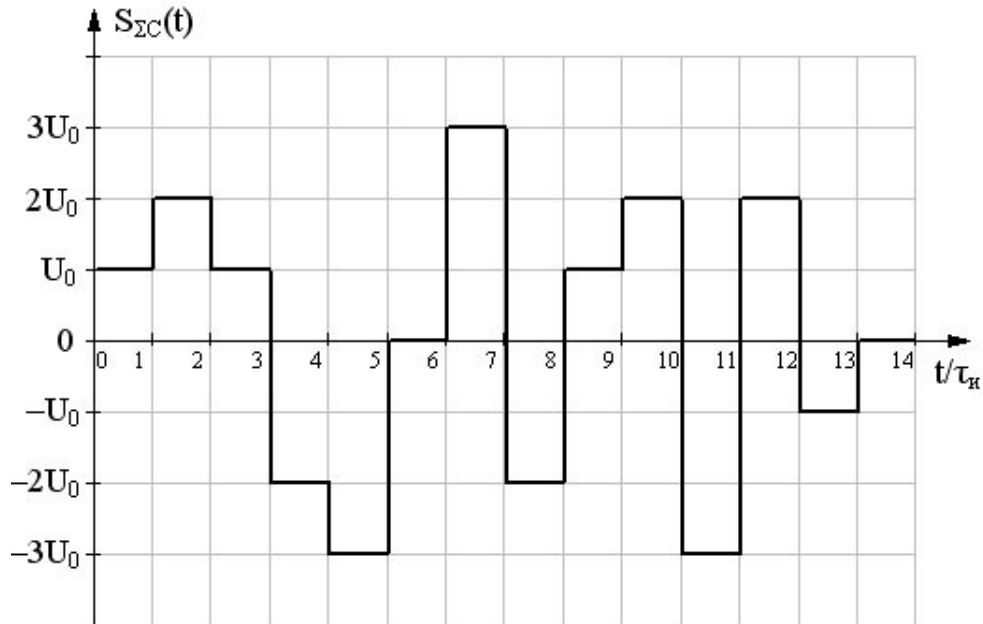
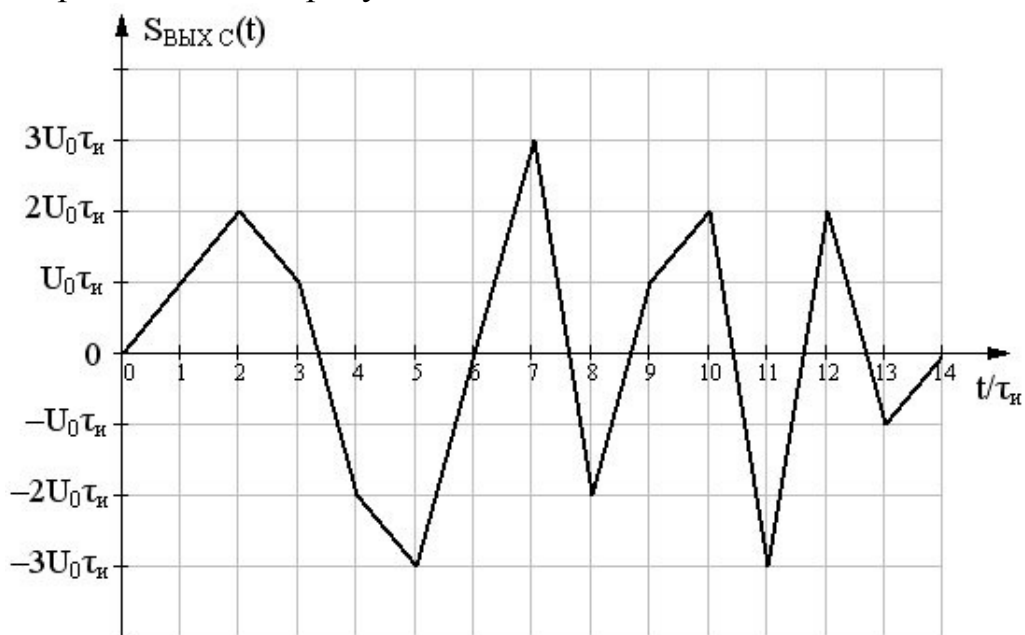


Рисунок 5.6. - Процесс на выходе сумматора согласованного фильтра при действии синхронизирующего кода.

Выходной сигнал согласованного фильтра информационного кода при действии на входе кода синхронизации, как и ранее, можно получить, вычитая из $S_{\Sigma C}(t)$ задержанный на длительность импульса сигнал с последующим интегрированием их разности. В результате можно получить сигнал, форма которого представлена на рисунке 5.7.



Рисунке 5.7. - Форма сигнала на выходе согласованного фильтра информационной последовательности при действии на входе синхронизирующей последовательности.

Как видно из рисунка 5.7, максимальное значение отклика сигнала на выходе равно трем амплитудам поступающего сигнала, умноженным на длительность импульса, тогда как при поступлении на вход информационной последовательности, с которой согласован фильтр, максимум отклика равен семи амплитудам входных импульсов, умноженным на их длительность. Полученная разница позволяет успешно селективировать полезный сигнал в присутствии мешающего с помощью порогового устройства.

Поскольку в составе приемной части системы имеется еще один согласованный фильтр для выделения синхронизирующего сигнала, необходимо провести анализ процессов на его выходе как при действии полезного (“своего”) сигнала на его входе, так и при действии мешающего сигнала.

1.6 Оценка параметров сложного сигнала

Ширина спектра сложного сигнала:

$$\Delta f_{\text{слож}} = N \cdot \Delta f_c, \text{ Гц}$$

База сложного сигнала:

$$B_{\text{слож}} = \tau_{\text{слож}} \cdot \Delta f_{\text{слож}}$$

Отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра (в случае оптимального когерентного приемника):

$$q_{\text{вых}}^2 = q_{\text{ког}}^2$$

Отношение сигнал/шум на входе приемника:

$$q_{\text{вх}}^2 = \frac{q_{\text{вых}}^2}{B_{\text{слож}}}$$