

ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛА НА ВЫХОДЕ ВЫСОКОЗАЩИЩЕННОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ

Волынский Д.Н.

Уральский государственный университет путей сообщения
620034, Екатеринбург, ул. Колмогорова, 66, кафедра «Связь»

В системе связи, описанной в [1] сообщения передаются длинными отрезками. Длина этих отрезков определяется числом степеней свободы несущего колебания, которым может быть любое периодическое колебание с полосой частот F и периодом T . Наличие этого колебания в непрерывной форме не является обязательным; оно может быть заменено периодической последовательностью чисел, трактуемых как отсчетные значения несущего колебания. Эти отсчетные значения, как независимые переменные, являются модулируемыми параметрами; их можно модулировать длинными отрезками аналоговых или дискретных сообщений, число степеней свободы которых не превышает $2FT$. Модулированное колебание в каждый момент есть результат линейного взаимодействия всех степеней свободы несущего колебания со всеми степенями свободы отрезка сообщения.

Пример такой модуляции – система зондирования земной коры [2], где сообщением является импульсная характеристика среды распространения, а линейное взаимодействие с зондирующим сигналом (несущим колебанием) происходит непрерывно естественным образом.

В системах связи процесс модуляции в линейно-параметрическом модуляторе сопряжен с математическими операциями над большими массивами чисел и хранением их в памяти, что трудно выполнить в аналоговой форме. Переход к цифровой обработке снимает эти трудности, однако требует дискретизации оси времени. Выполняя дискретизацию через интервалы Котельникова и оперируя отсчетными значениями сигналов, мы можем получить модулированное колебание только в отсчетных точках, по которым можно сформировать непрерывный сигнал, пригодный для передачи по каналу. Однако, если сигнал располагается в области высоких частот и занимает ограниченную полосу, то для его точного воспроизведения нужно знать не только отсчетные значения сигнала, но и его преобразования Гильберта. Это означает, что вместе с отсчетами модулированного сигнала по каналу требуется передавать информацию и о его преобразовании Гильберта. Если же сформировать сигнал на выходе модулятора таким образом, чтобы его преобразование Гильберта в отсчетных точках равнялось нулю, то эту информацию не нужно будет передавать по каналу.

Как известно, узкополосный сигнал может быть точно представлен последовательностью своих отсчетных значений следующим образом [3]:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |S_n| \frac{\sin \pi F(t - n\Delta t)}{\pi F(t - n\Delta t)} \cos[2\pi f_c(t - n\Delta t) - \varphi_n] \quad , \quad (1)$$

где: $F = (f_2 - f_1)$ – ширина полосы частот сигнала на положительной полуоси; $f_c = (f_2 + f_1)/2$ – средняя частота занимаемой полосы; $\Delta t = 1/F$ – шаг дискретизации на оси времени; $|S_n| = \sqrt{S_n^2 + S_{Gn}^2}$ – модуль комплексной огибающей сигнала $s(t)$ в точке $t = n\Delta t$; $\varphi_n = \arctg(S_{Gn}/S_n)$ – фаза комплексной огибающей сигнала $s(t)$ в точке $t = n\Delta t$; $S_n \equiv S(n/F)$ – отсчетное значение сигнала в точке $t = n\Delta t$; $S_{Gn} \equiv S_G(n/F)$ – отсчетное значение преобразования Гильберта сигнала $s(t)$ в точке $t = n\Delta t$.

Если преобразование Гильберта во всех отсчетных точках равно нулю, то и φ_n во всех отсчетных точках также равно нулю, а $|S_n|$ будет равен $S(n/F) = S(n\Delta t)$. Тогда равенство (1) можно записать следующим образом:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t) \frac{\sin \pi F(t - n\Delta t)}{\pi F(t - n\Delta t)} \cos 2\pi f_c(t - n\Delta t). \quad (2)$$

Как видно, каждое слагаемое в соответствующей отсчетной точке имеет пиковое значение.

И наоборот, если мы, располагая последовательностью отсчетных значений $s(n\Delta t)$ сигнала $s(t)$, сфазуруем множители в соответствии с выражением (2), то сумма будет точно равна сигналу $s(t)$, у которого преобразование Гильберта в отсчетных точках равно нулю. Такой узкополосный сигнал можно передавать по каналу без сопровождения его информацией о преобразовании Гильберта.

Линейно-параметрический модулятор [1] выдает на выходе именно последовательность отсчетных значений $s(n\Delta t)$, которая для передачи по каналу должна быть преобразована в последовательность отсчетных функций (слагаемые выражения (2)). Для этого должен быть

добавлен специальный блок формирования отсчетных функций, который при поступлении на его вход отсчетного значения $s(n\Delta t)$ выдает на выход отсчетную функцию с весом $s(n\Delta t)$.

Для формирования отсчетных функций требуется знать два параметра: F и f_c , то есть, полосу частот, которую будет занимать сигнал $s(t)$ в канале, и местоположение этой полосы на оси частот.

Полоса частот определяет интервал дискретизации по Фурье [4]:

$$\frac{\sin \pi Ft}{\pi Ft} \Leftrightarrow \frac{1}{F} \Pi_{F/2}(f) \quad (3)$$

где: $\Pi_{F/2}(f) = 1$ при $|f| \leq F/2$; 0 при $|f| > F/2$.

Для второго сомножителя отсчетной функции аналогичная зависимость имеет вид:

$$\cos 2\pi f_c t \Leftrightarrow \frac{1}{2} [\delta(f - f_c) + \delta(f + f_c)]. \quad (4)$$

Графические образы выражений (3) и (4) приведены на рис. 1(а) и (б). Перемножению левых частей выражений соответствует свертка правых частей этих выражений. На рис. 1 (в) показана отсчетная функция на осях времени и частоты, которая после приписывания ей веса $s(n\Delta t)$ и смещения на $(n\Delta t)$ по оси времени, образует « n »-е слагаемое сигнала $s(t)$ в сумме (2).

Как следует из рисунков, выбор параметров F и f_c отсчетной функции может производиться произвольно и независимо. Однако из практических соображений удобно, если на интервале дискретизации Δt будет размещаться целое число периодов $T_c = 1/f_c$. Интервал дискретизации определяется полосой частот передаваемых сообщений и кратностью расширения полосы при модуляции.

На информационный вход линейно-параметрического модулятора [1] поступают отсчетные значения сообщения с интервалом $\Delta t_s = 1/2F_s$ поочередно во входные регистры. На другой вход поступает несущее колебание или последовательность его отсчетных значений с интервалом $\Delta t = \Delta t_s / r$, где r – кратность расширения полосы частот при модуляции. С этим интервалом модулятор и будет выдавать отсчетные значения модулированного колебания на вход блока формирования выходного сигнала. Следовательно, полоса частот $F = 1/\Delta t = 2F_s r$. Если частоту f_c выбрать так, чтобы отношение $\Delta t/T_c$ было целым числом K , тогда $f_c = 2F_s r K$. Например, $F_s = 5\text{кГц}$; кратность расширения полосы $r = 5$ и $\Delta t = 10T_c$. Тогда:

$$f_c = 500\text{кГц}, f_1 = f_c - F/2 = 475\text{кГц}, f_2 = f_c + F/2 = 525\text{кГц} .$$

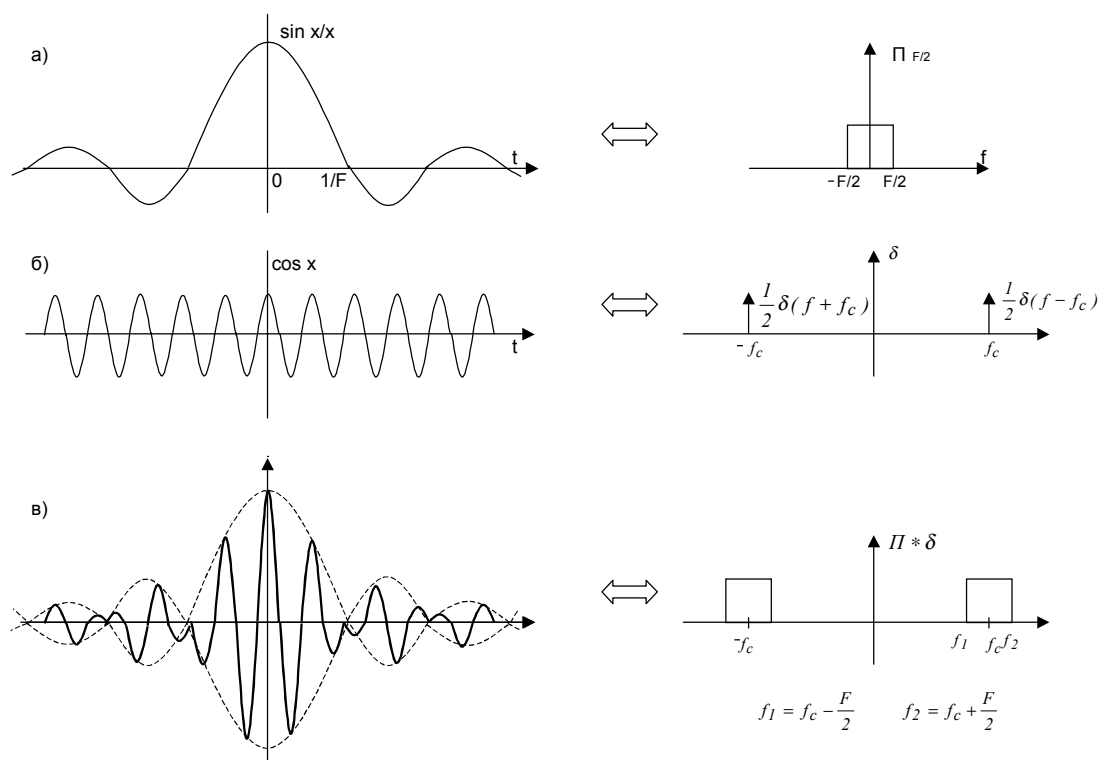


Рис. 1

Формирование отсчетных функций требует использования функции $(\sin x)/x$, которая, как известно, реально существовать в силу ее бесконечной продолжительности не может. Поэтому речь должна идти только об усеченной функции. Просто «оборвать» концы этой функции, то есть, посмотреть на нее, по классификации Макса [5], через естественное временное окно – не лучший способ усечения. Естественное спектральное окно (Фурье-образ временного окна), с которым будет свертываться спектр функции $(\sin x)/x$, имеет на концах большие выбросы, что приведет к возникновению колебаний на концах спектра.

Существует много других окон, которые в том или ином смысле выгоднее естественного окна. В данном случае целесообразно использовать окно Тьюки [5]:

$$x(t) = A/2 [1 + \cos(2\pi t/\Theta)] \text{ при } |t| < \Theta/2; \quad 0 \text{ при } |t| > \Theta/2, \quad (5)$$

где: Θ – ширина окна на оси времени; A – нормирующий множитель (принимается равным 1).

На рис. 2 показано усечение функции $(\sin x)/x$ с помощью окна Тьюки для случая, когда $\Theta = 8\Delta t$. Видно, что центральная часть функции не деформируется. Заметные плавные деформации появляются только на концах, где их вклад в общую энергию ничтожно мал.

Окно Тьюки имеет достаточно плоскую вершину с нулевой производной в пиковой точке отсчетной функции, что необходимо для сохранения условия равенства нулю преобразования Гильберта в отсчетных точках. Спектральное окно Тьюки имеет малые выбросы на концах. Отношение амплитуды первого положительного выброса к амплитуде центрального пика равно 0,0007. У естественного спектрального окна это отношение равно 0,0475. Поэтому спектр отсчетной функции, равный свертке спектрального окна Тьюки, со спектром функции $(\sin x)/x$ мало отличается от функции $\Pi_{F/2}(f)$, если выбрать Θ равным нескольким значениям Δt .

Формирование отсчетных функций должно начинаться в моменты появления на выходе модулятора очередного отсчетного значения. В этот момент включается один из восьми каналов схемы формирования выходного сигнала (рис. 3). При этом обнуляется счетчик адреса Сч.А, на который поступает обнуляющий импульс через коммутатор КМ с выхода счетчика Сч.К периодов средней частоты. Счетчик считает эти периоды до K , то есть, отмеряет интервалы дискретизации несущего колебания модулятора в соответствии с выбранным значением частоты f_c . Эти интервалы совпадают с интервалами выдачи отсчетных значений модулированного колебания.

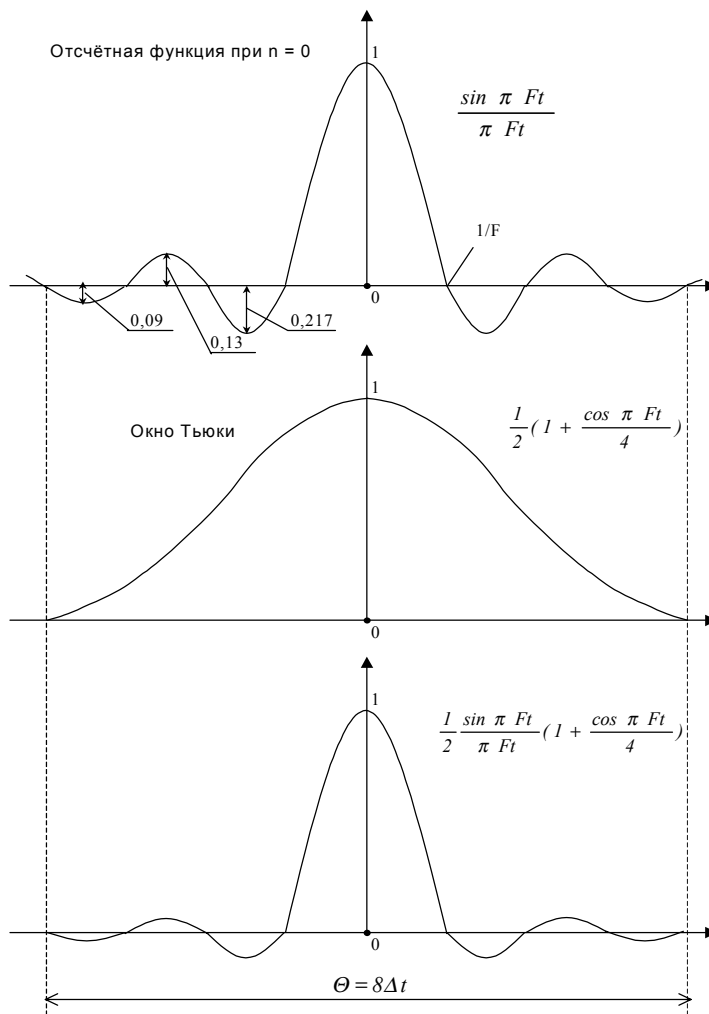


Рис. 2

Рис. 2

С момента обнуления счетчик адресов начинает считать полупериоды частоты f_c . Всего адресов будет $16K$ плюс нулевой. По ним в памяти П хранятся константы, представляющие собой ординаты функции (2), подсчитанные через интервалы $1/2 FK$ секунд. Нулевому адресу соответствует ордината, равная нулю. Расположение этих ординат показано на рис. 4. Они представляют собой коэффициенты усиления для каждой полуволны частоты f_c . В соответствии с

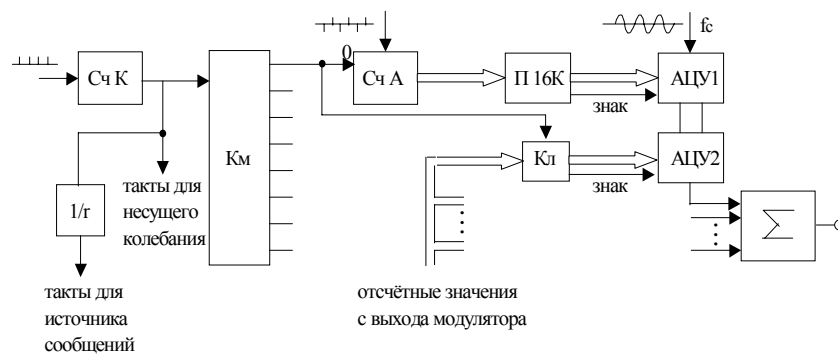


Рис. 3

адресом, поступающим в память со счетчика Сч.А в данный момент (в момент начала полуволны), на

цифровой вход аналого-цифрового умножителя АЦУ1 из памяти поступает константа, определяющая коэффициент усиления той полуволны f_c , которая в данный момент поступает на аналоговый вход АЦУ1.

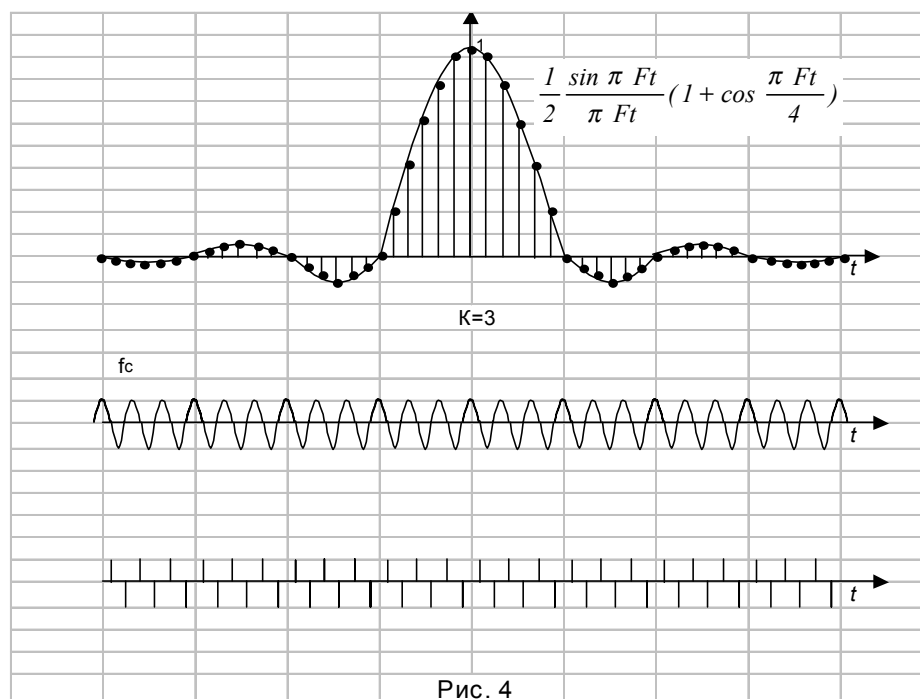


Рис. 4

С выхода АЦУ1 сигнал поступает на взвешивающий усилитель АЦУ2, на цифровой вход которого через ключ Кл в момент обнуления СЧА поступило отсчетное значение модулированного колебания с выхода модулятора. Этим завершается формирование отсчетной функции для одного отсчетного значения модулированного колебания.

Другое отсчетное значение поступит вместе с обнуляющим импульсом на вход второго канала формирования и т.д. Коммутатор Км поочередно запускает все восемь идентичных каналов формирования через K периодов частоты f_c . Выходы всех восьми каналов объединены на общем суммирующем усилителе с которого снимается выходной сигнал модулятора.

В целях стандартизации и облегчения режимов работы устройства формирование выходного сигнала модулятора целесообразно проводить на некоторой высокостабильной сравнительно низкой промежуточной частоте f_c , а перенос спектра уже сформированного сигнала в диапазон, отведенный для передачи, проводить обычным образом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Самойлов А.И., Волынский Д.Н. Высокозащищенная система передачи аналоговых и дискретных сообщений длинными отрезками. – М.: Доклады 3-ей Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», 2000, с.247-251.
2. Самойлов А.И., Волынский Д.Н. Об оптимизации обработки сигнала зондирования земной коры – В кн.: Глубинное электромагнитное зондирование с применением промышленных линий электропередач. Апатиты, изд. Кольского филиала АН СССР, 1981, с.80-92.
3. Котельников В.А. О пропускной способности «эфира» и проволоки в электросвязи. Всесоюзный энергетический комитет. Материалы к первому всесоюзному съезду по вопросам реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности (изд. ред. Упр. связи РККА, 1933).
4. Голдман С. Теория информации. – М.: Иностранная литература, 1957, 446с.
5. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. Том 1 – М.: Мир, 1983, 311с.