

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НА КАЧЕСТВО ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ ДЛЯ НЕКОТОРЫХ СИГНАЛОВ

Введение

Современные системы связи, как проводные, так и использующие в качестве среды передачи радиоканал, характеризуются высокой скоростью передачи. С целью снижения битовых ошибок в процессе цифровой обработки принятых колебаний широко используется квадратурная обработка. Поэтому качественное восстановление квадратурной составляющей – актуальная и достаточно сложная научная задача. Подтверждением этому является:

- разработка и внедрение специализированных микропроцессоров для восстановления квадратурной составляющей;
- в некоторых скоростных мобильных системах связи организуется дополнительный канал для передачи этой составляющей;
- широкое использование этой составляющей в проводных системах связи, в том числе и оптоволоконных (например, Ethernet со скоростью передачи более 1 Гбит/с).

В зависимости от характера регистрируемых данных для повышения качества их цифровой обработки целесообразно использовать различные алгоритмические процедуры или программно-аппаратные средства. Краткий анализ и характеристика возможных подходов к решению указанной задачи представлена на рис. 1 [1]. Заметим, что анализ и характеристика проведены на основе использования перевода работ Н.Е. Хуанга, выполненного профессором А.В. Давыдовым (см. персональный сайт: prodav.narod.ru). При этом открытым остается вопрос выбора частоты дискретизации принятого колебания. В большинстве известных работ [2 – 4] по цифровой обработке сигналов авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации равной $2 \cdot f_o$, где f_o – верхняя (несущая) частота регистрируемого колебания. Некоторые авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации немного выше частоты Найквиста и указывают пределы, например, $f_d = (2,1, \dots, 2,4) \cdot f_o$ [5]. Более конкретные требования к частоте дискретизации предъявляются при использовании преобразования Фурье [6]. В этом случае, частота дискретизации и объем выборки определяют спектральное разрешение в процессе обработки. В [7] указано, что на практике для повышения точности процедур обработки частоту дискретизации берут в несколько раз выше частоты Котельникова. В ряде работ авторы рекомендуют выбирать $f_d \gg f_o$.

Заметим, что выбор $f_d \gg f_o$ связан со значительным ростом вычислительных затрат при реализации тех или иных процедур цифровой обработки сигналов и ограничениями на их реализацию в реальном масштабе времени.

В [8] исследовано влияние частоты дискретизации при формировании квадратурной составляющей фазоманипулированного сигнала при наличии аддитивной помехи с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга. Заметим, что анализ выполнен для двух крайних вариантов, с точки зрения характеристик обрабатываемых данных (см. рис.1). Вместе с тем, за пределами рассмотрения остались сигналы со случайной начальной фазой и не оценено влияние мультипликативных помех, что и является целью исследований данной статьи.

Здесь же необходимо дать пояснение относительно преобразования Гильберта – Хуанга, которое предложено в конце прошлого столетия в [1, 9,10] и не так широко используется в процедурах цифровой обработки данных. По заявлениям авторов преобразование Гильберта – Хуанга ориентировано на обработку нелинейных и нестационарных сигналов. Его разработка была мотивирована потребностью подробно описать нелинейные нестационарные

сигналы с помощью адаптивного базиса. Преобразование включает два этапа: разложение исходного сигнала на основе эмпирического метода и спектральный анализ Гильберта полученных составляющих. Эмпирический метод итерационный и необходим для выделения из исходного сигнала существенных модовых функций.

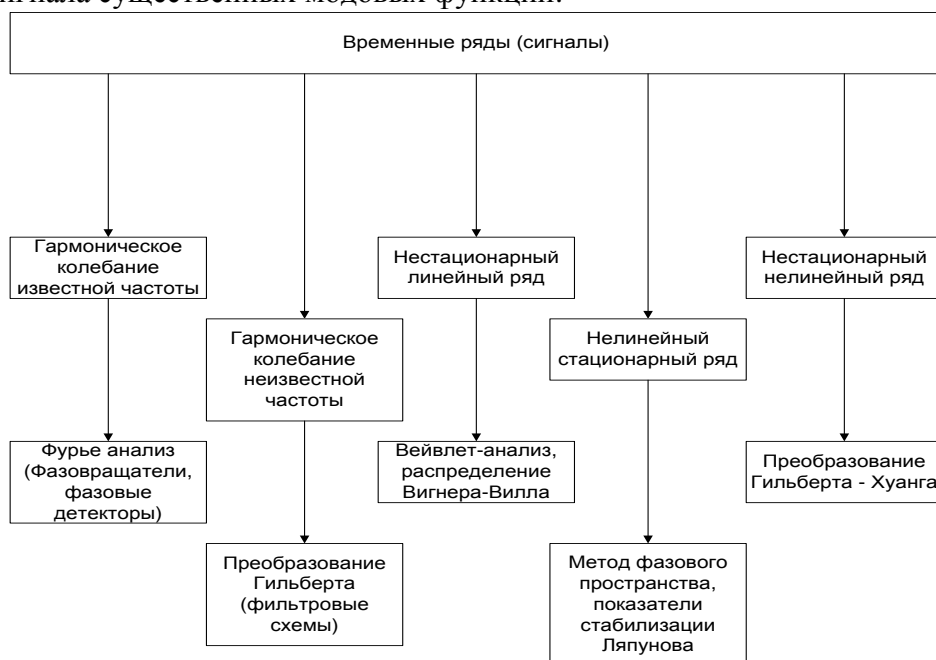


Рис. 1

Основная задача первого этапа – отсеять при необходимости первую (шумовую) модовую функцию, которая не несет значительного количества полезной информации, а содержит шумовые составляющие. На втором этапе к оставшимся модовым функциям последовательно применяется преобразование Гильберта, а его результаты суммируются. Заметим, что при обработке всех модовых функций результат преобразования совпадает с преобразованием Гильберта.

Таким образом, объектом исследования – процесс формирования квадратурной составляющей с помощью преобразований Гильберта и Гильберта – Хуанга для сигналов со случайной начальной фазой или в условиях воздействия мультипликативных помех.

Постановка задачи и методика проведения исследований

Для получения достоверных результатов исследования необходимо иметь адекватную модель регистрируемых сигналов. Как и в [8], в качестве регистрируемого сигнала будем использовать фазоманипулированный сигнал, у которого будет случайным образом изменяться начальная фаза (φ_{oi}) в заданном диапазоне или воздействовать мультипликативная помеха. Здесь $i = 1, \dots, N$ – номер дискреты анализируемого сигнала, а N – количество анализируемых дискрет. При этом φ_{oi} будет изменяться по равномерному закону в пределах от 0 до φ_{∂} , где φ_{∂} – максимальное значение начальной фазы, которое в проводимых исследованиях будет варьированной величиной.

Первая часть исследований будет связана с формированием в среде MatLab следующего сигнала, который при дискретном (цифровом) представлении имеет вид

$$u_i = A_i \cdot \exp\{j \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_d + \varphi_{mi} + \varphi_{oi}]\} \quad (1)$$

где A_i – амплитуда и f_o – несущая частота сигнала, f_d – частота дискретизации, а φ_{mi} – модулирующая последовательность (переносчик информации). Относительно f_d следует

сделать следующее замечание, $f_d = n \cdot f_o$, где $n \geq 2$ – некоторый коэффициент, который определяет частоту дискретизации и будет являться изменяемой величиной.

Имея последовательность u_i в среде MatLab можно получить реальную

$$U_i = \text{Re}[u_i] \quad (2)$$

и квадратурную (мнимую)

$$K_i = \text{Im}[u_i] \quad (3)$$

составляющие аналитического узкополосного сигнала, которые будут использоваться при проведении исследований в качестве эталонных данных.

Дальнейшим преобразованиям (цифровой обработке) подвергалась последовательность U_i . В качестве преобразований, как указано выше, использовались преобразования Гильберта и Гильберта-Хуанга и по их результатам формировалась последовательность \hat{K}_i , которая в последующем сравнивалась с эталонной последовательностью K_i . В качестве критерия качества формирования квадратурной составляющей использовались: η – «нормированная невязка» и k – коэффициент корреляции. Для расчета η использовалось следующее соотношение

$$\eta = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - \hat{K}_i)^2}{N} \quad (4)$$

Для расчета коэффициента корреляции использовалось следующее соотношение

$$\zeta = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - K_{cp}) \cdot (\hat{K}_i - \hat{K}_{cp})}{\sum_{i=1}^N (K_i - K_{cp})^2 \cdot (\hat{K}_i - \hat{K}_{cp})^2} \quad (5)$$

где K_{cp} , \hat{K}_{cp} – оценки математического ожидания анализируемых последовательностей.

Для исследования влияния мультипликативных помех вместо модели сигнала (1) использовалась следующая модель

$$u_i = r_i \cdot A_i \cdot \exp\{j \cdot [2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot (i-1) / f_d + \varphi_{mi}]\}, \quad (6)$$

где r_i – модулирующая последовательность, имеющая равномерное распределение в интервале от 0 до 1. Последующие операции обработки, аналогичны изложенным выше (см. соотношения 2, ..., 4).

Результаты исследования

Цифровой обработке подвергался фазоманипулированный сигнал с частотой несущего колебания 2500 Гц, а фаза на периоде изменялась на $\pi/2$. Для последующего сравнительного анализа на рис. 2 приведены «нормированная невязка» и коэффициент корреляции в зависимости от частоты дискретизации для аддитивной гауссовской помехи (среднее квадратическое отклонение равно 0.9, отношение сигнал/шум – 3.3 дБ). На рисунках сплошной линией (ряд 1) приведены результаты преобразования Гильберта, а штриховой линией (ряд 2) – преобразования Гильберта – Хуанга.

Заметим, что при использовании преобразования Гильберта – Хуанга исключалась из обработки первая модовая (шумовая) функция. Еще раз заметим, что при использовании всех модовых функций результаты анализируемых преобразований идентичны.

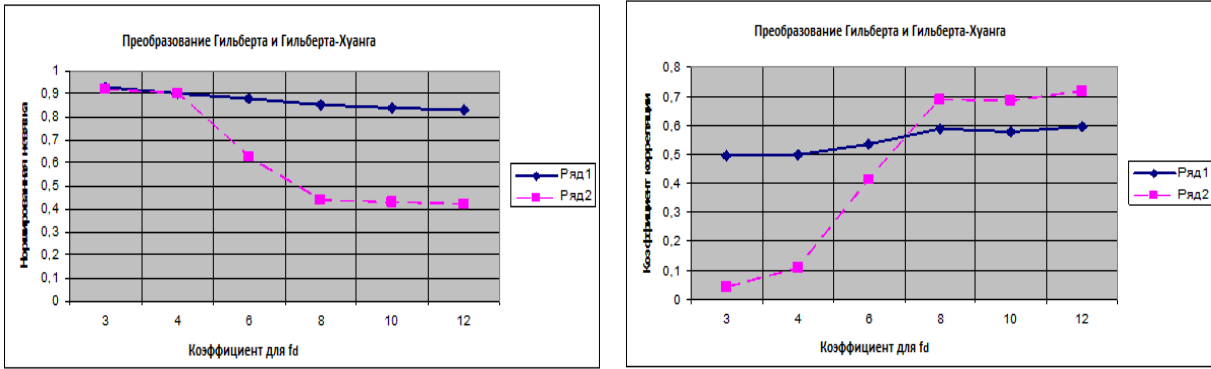


Рис. 2

Ниже на рис. 3 представлены указанные зависимости для сигнала со случайной фазой (см. модель сигнала (1)). Фаза изменялась в пределах от 0° до 180° . Здесь и далее при анализе сигналов со случайной фазой среднее квадратическое отклонение аддитивной гауссовской помехи было равно 0.1 (отношение сигнал/шум 17.5 дБ).

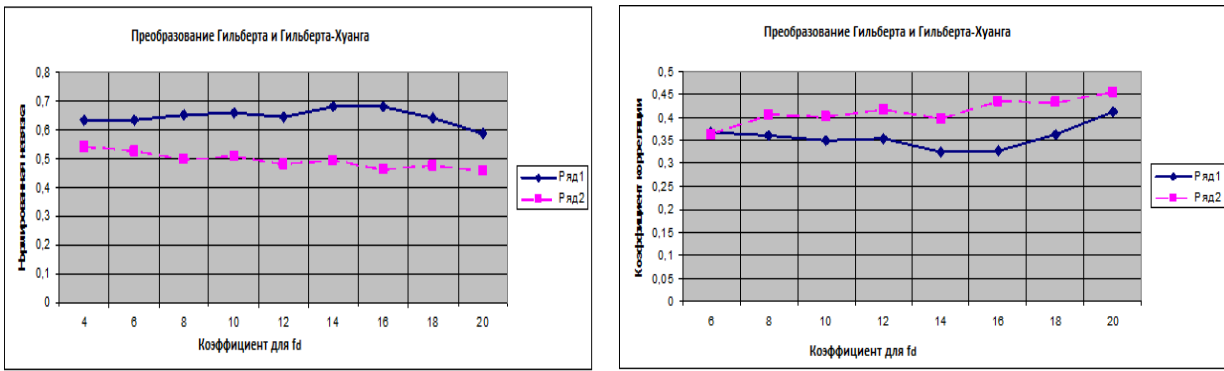


Рис. 3

Представленные зависимости свидетельствуют, что частота дискретизации должна примерно в семь раз превышать верхнюю частоту регистрируемого сигнала.

На рис. 4 и 5 пределы изменения случайной составляющей фазы в пределах от 0° до 90° и от 0° до 30° соответственно.

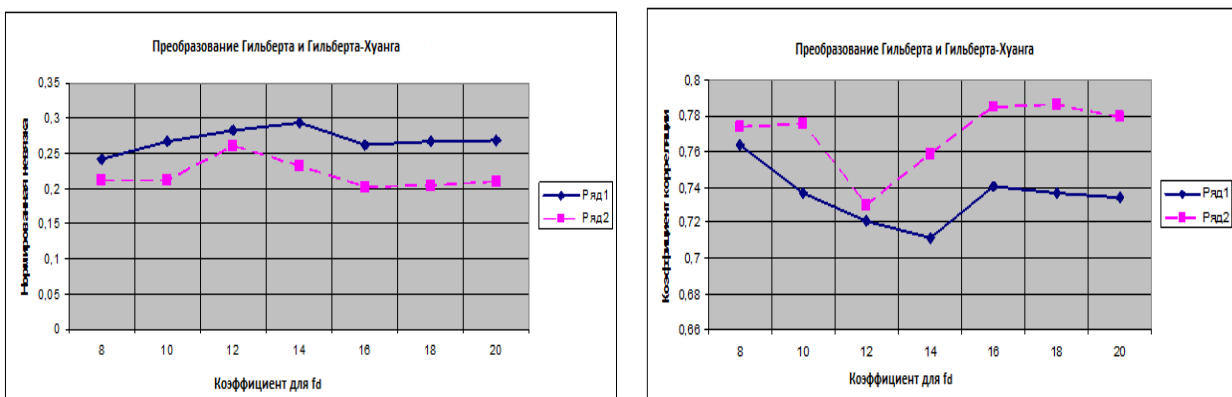


Рис. 4

Изменение фазы сигнала в пределах от 0° до 90° также является существенным и связано со значительным изменением структуры регистрируемого сигнала. Это приводит к тому, что требования к частоте дискретизации соответствуют выше рассмотренному случаю.

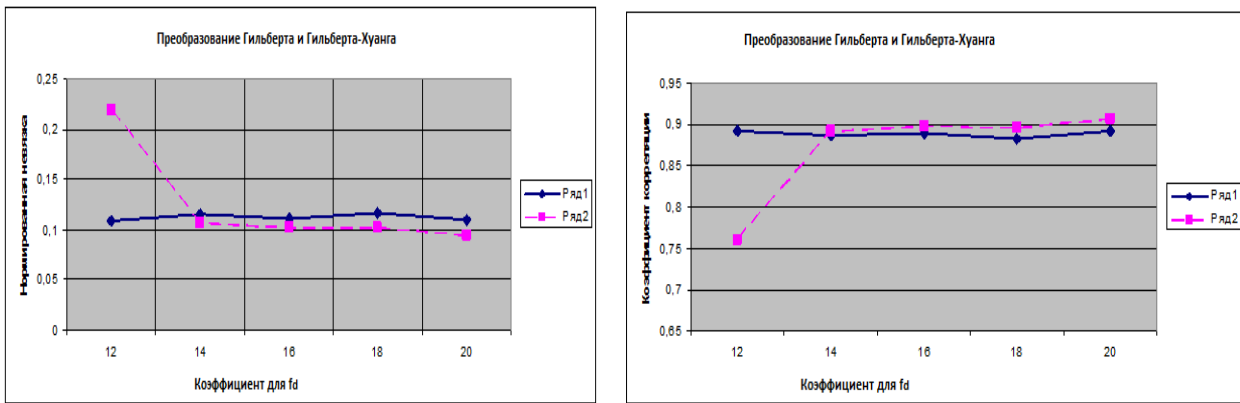


Рис. 5

Случайное изменение фазы сигнала в пределах от 0° до 30° не является существенным. Для преобразования Гильберта величина коэффициента n должна лежать в пределах $4, \dots, 7$. В этом случае будут получены приемлемые результаты по точности восстановления квадратурной составляющей. Для получения аналогичных результатов с помощью преобразования Гильберта-Хуанга (при исключении из обработки первой модовой функции) требования к частоте дискретизации регистрируемого сигнала значительно возрастают.

Теперь рассмотрим влияние мультипликативной помехи (см. модель сигнала, задаваемой соотношением (6)). Результаты цифровой обработки представлены на рис. 6.

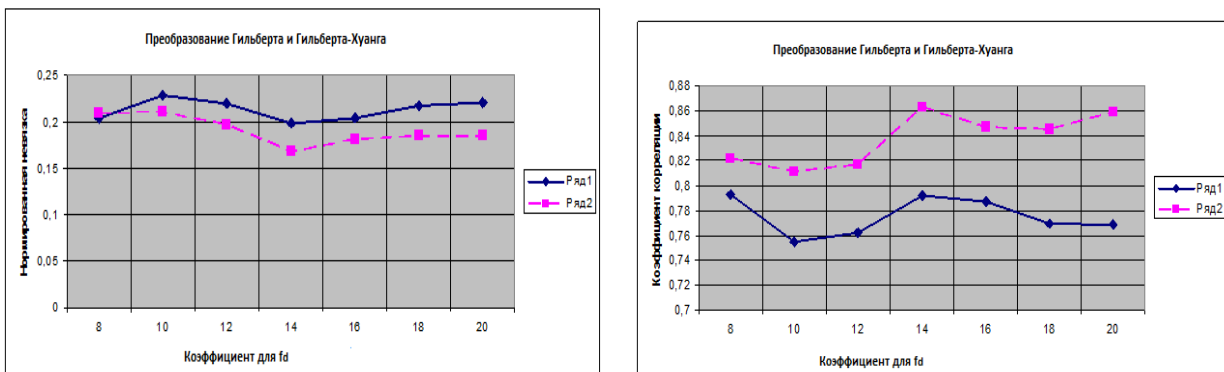


Рис. 6

Мультипликативная помеха существенно разрушает регистрируемый сигнал. При $n > 10$ результаты формирования квадратурной составляющей с помощью преобразования Гильберта – Хуанга являются более предпочтительными.

Выводы

Анализ представленных зависимостей свидетельствует об эффективности преобразования Гильберта-Хуанга при цифровой обработке в сложных условиях (низкое отношение сигнал/шум, значительное изменение фазы регистрируемого сигнала, наличие мультипликативных помех). В этих условиях частота дискретизации должна примерно в семь раз превышать верхнюю частоту регистрируемого сигнала.

В более простых условиях обработки, исключение из анализа первой модовой функции приводит к значительному повышению ($n > 10$) частоты дискретизации для получения результатов сравнимых с преобразованием Гильберта.

Дальнейшие исследования будут ориентированы на разработку автоматических процедур анализа условий исключения из обработки первой модовой функции для преобразования Гильберта – Хуанга.

Список литературы: 1. *The Hilbert-Huang transform and its applications* // editors, *Norden E. Huang, Samuel S.P. Shen*. – World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd. 5 Toh Tuck. Link, Singapore 596224. Режим доступа: http://en.pudn.com/downloads173/sourcecode/math/detail805586_en.html 2. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных: пер с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол : пер. с англ. под ред. И.Н. Коваленко. – М. : Мир, 1989. – С.540. 3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение ; пер. с англ. Е.Г. Грозы. – М. : Изд. дом Вильямс, 2003. – С. 1104. 4. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов ; пер. с англ. А.А. Бритова. – М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. – С. 656. 5. Частота дискретизации / Режим доступа : <http://digitalaudio.me/mbasics/digitalsound/20-vvedenie-v-digitalaudio-part1.html> Доступ 18.11.2012 6. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. – М. : Либроком, 2007. – С. 89. 7. Обработка сигналов в радиотехнических системах ; под ред. А.П. Лукошкина. – Л. : Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – С.400. 8. Белоусова Е.Э. Анализ влияния частоты дискретизации на качество формирования квадратурной составляющей аналитического сигнала / Е.Э. Белоусова, Н.С. Пастушенко, О.Н. Пастушенко // Восточно-европейский журнал передовых технологий – 2013 – №1/9(61) – С.8-13. 9. *Huang N. E., Shen Z., Long S. R., Wu M. C., Shih H. H., Zheng Q., Yen N. C., Tung C. C., Liu H. H.* The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis // Proc. R. Soc. London, Ser. A – 1998. – No.454. – P. 903-995. 10. *Nuttall A. H.* On the quadrature approximation to the Hilbert Transform of modulated signal // Proceedings of the IEEE. – 1966. – No.54. – P. 1458-1459.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 20.01.2013