

УДК 621.372.542

Виконано оцінку впливу частоти дискретизації сигналу, що реєструється, на якість його процедур цифрової обробки. Дослідження проведене на прикладі перетворень Гільберта й Гільберта-Хуанга з використанням методу математичного моделювання. Визначено вимоги до частоти дискретизації для різних умов реєстрації сигналів

Ключові слова: аналіз, дискретизація, моделювання, обробка, перетворення, сигнал, вимоги, частота

Выполнена оценка влияния частоты дискретизации регистрируемого сигнала на качество процедур его цифровой обработки. Исследование проведено на примере преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга с использованием метода математического моделирования. Определены требования к частоте дискретизации для различных условий регистрации сигналов

Ключевые слова: анализ, дискретизация, моделирование, обработка, преобразование, сигнал, требования, частота

АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ НА КАЧЕСТВО ФОРМИРОВАНИЯ КВАДРАТУРНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ АНАЛИТИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Е.Э. Белоусова*

Контактный тел.: 099-005-19-44

E-mail: www.katrinmj@mail.ru

Н.С. Пастушенко

Кандидат технических наук, профессор*

Контактный тел.: (057) 702-13-20

*Кафедра телекоммуникационных систем**

О.Н. Пастушенко

Аспирант

Кафедра радиотехники**

Контактный тел.: 050-070-40-80

**Харьковский национальный университет радиоэлектроники пр. Ленина, 14, г. Харьков, Украина, 61166

1. Введение и общая характеристика задачи исследований

Современные цифровые системы связи, как проводные, так и использующие в качестве среды передачи радиоканал, характеризуются высокой скоростью передачи. Сокращение времени передачи бита информации (битового интервала) приводит к значительно уменьшению амплитуды регистрируемого сигнала и, тем самым, существенному усложнению процедур цифровой обработки сигналов.

При этом процесс передачи информации сопровождается ухудшением условий приема и возрастающими требованиями к качеству передачи данных. Поэтому не только в радиосвязи, но и в проводных системах передачи широко используется корреляционное накопление и квадратурная обработка регистрируемого сигнала. Большинство сложных современных алгоритмов цифровой обработки сигналов работают с частотной информацией. В то время как в подавляющем большинстве случаев результаты обработки сигналов отображаются и используются во временной области, т.е. информация представляется в виде зависимости амплитуды от времени. В ряде случаев изменение условий регистрации характеризуется воздействием мультипликативных помех, которые нарушают условия линейности и стационарности.

В этих условиях для формирования квадратурной составляющей используется преобразование Гиль-

берта [1, 2], а в последнее время – преобразование Гильберта-Хуанга [3-5]. Широкое внедрение процедур цифровой обработки информации, в том числе и указанных выше преобразований, делает открытым вопрос о частоте дискретизации регистрируемых сигналов. Известная теорема Котельникова (Найквиста) не дают однозначного ответа на вопрос, какой должна быть частота дискретизации при цифровой обработке сигналов.

Для примера приведем рассуждения, изложенные в [6]. Гармонический сигнал может быть адекватно представлен дискретными отсчетами, если его частота не превышает половины частоты дискретизации (эта частота называется частотой Найквиста)

$$f_N = f_0 = f_d / 2 = 1 / (2T), \quad (1)$$

где f_0 – верхняя частота спектра (несущая частота) анализируемого сигнала в герцах; f_d – частота дискретизации сигнала в герцах; T – период сигнала в секундах. В зависимости от соотношения между частотой дискретизируемого гармонического сигнала и частотой Найквиста возможны три случая [6]:

- если частота гармонического сигнала меньше частоты Найквиста, дискретные отсчеты позволяют правильно восстановить аналоговый сигнал;

- если частота гармонического сигнала равна частоте Найквиста, то дискретные отсчеты позволяют правильно восстановить аналоговый сигнал с той же

частотой, но амплитуда и фаза восстанавливаемого сигнала могут быть искажены, иногда – отсчеты синусоиды будут равными нулю;

- если частота гармонического сигнала больше частоты Найквиста, восстановленный по дискретным отсчетам аналоговый сигнал будет также гармоническим, но с иной (ложной, aliasing) частотой.

Здесь следует обратить внимание на ряд неточностей. В первую очередь, в теореме Котельникова (Найквиста) речь идет о произвольной функции, а не о гармонической. Во-вторых, теорема ориентирована на выполнение процедур передачи аналогового сигнала по каналу связи с ограниченной полосой пропускания и восстановление его на приемной стороне, а не на реализацию процедур цифровой обработки. Таким образом, теорема Котельникова (Найквиста) связана с преобразованием непрерывного сигнала в последовательность его дискретных значений и при необходимости всегда можно вернуться от дискретного представления к его непрерывному описанию.

В большинстве известных работ [7-9] по цифровой обработке сигналов авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации равной $2f_0$. Некоторые авторы рекомендуют выбирать частоту дискретизации немного выше частоты Найквиста и указывают пределы, например, $f_d = (2,1...2,4) \cdot f_0$ [10]. Более конкретные требования к частоте дискретизации предъявляются при использовании преобразования Фурье [11].

В этом случае, частота дискретизации и объем выборки определяют спектральное разрешение в процессе обработки. В [12] указано, что на практике для повышения точности процедур обработки частоту дискретизации берут в несколько раз выше частоты Котельникова. В ряде работ авторы рекомендуют выбирать $f_d \gg f_0$.

Заметим, что выбор $f_d \gg f_0$ связан со значительным ростом вычислительных затрат при реализации тех или иных процедур цифровой обработки сигналов и ограничениями на их реализацию в реальном масштабе времени.

Поэтому в статье рассматривается актуальная научная задача оценки влияния частоты дискретизации регистрируемых сигналов на эффективность цифровой обработки на примере процедур формирования квадратурной составляющей аналитического сигнала с помощью преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга.

Предмет исследования – дискретизация регистрируемых сигналов в процедурах цифровой обработки сигналов.

Цель работы – повышение эффективности формирования квадратурной составляющей при использовании преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга.

Методы исследований – анализ, имитационное моделирование с оценкой эффективности исследуемых процедур цифровой обработки сигналов, сравнение результатов оценки и формулирование выводов, а также практических рекомендаций.

Область применения результатов – системы цифровой передачи данных, радиотехнические и радиолокационные системы различного назначения, биометрические системы защиты информации и т.д.

2. Постановка задачи и методика проведения исследований

Исследование и изучение современных систем связи, как и других радиотехнических систем, предполагает разработку адекватных математических моделей сигналов и помех. Назначение математической модели сигнала – адекватное описание фиксируемых временных изменений токов (напряжений, полей и т.д.) в регистраторе (приемном устройстве), оцифровка (дискретизация и квантование) принятого колебания и отладка алгоритмов цифровой обработки, проверка их адекватности, достоверности и точности, в том числе, и процедур восстановления квадратурной составляющей сигналов. Выше речь шла об узкополосном сигнале, который может рассматриваться как идеальный образ, который, к сожалению, редко встречается в процессе цифровой обработки реальных материалов регистрации. Причинами этого могут быть:

- наличие помех и шумов, которые различным образом взаимодействуют с регистрируемым (полезным) сигналом;

- регистратор (приемное устройство) не всегда является линейной стационарной системой;

- у реальных информационных сигналов имеют место изменения одного или нескольких параметров, например, $A(t)$ – при амплитудной модуляции; $\varphi(t)$ – при фазовой модуляции и т.д.

Использование квадратурной (мнимой) составляющей аналитического сигнала, которая восстанавливается, как правило, алгоритмически или аппаратно (при наличии априорной информации о частоте несущего колебания), позволяет значительно повысить качество процедур обработки.

Как известно [13], аналитический сигнал имеет следующий вид

$$U(t) = A(t) \cdot \exp\{j \cdot [\omega_0 \cdot t + \varphi(t)]\} = U(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t), \quad (2)$$

где функции $A(t) \geq 0$ и $\varphi(t)$ в явном виде задают законы амплитудной и фазовой модуляции соответственно;

$\omega_0 = 2\pi \cdot f_0$ – круговая частота несущего колебания, а t – независимая переменная, которая имеет физический смысл единицы времени;

$$\begin{aligned} \ddot{U}(t) &= A(t) \cdot \exp[j \cdot \varphi(t)] = \\ &= A(t) \cdot \cos \varphi(t) + j \cdot A(t) \cdot \sin \varphi(t) = C(t) + j \cdot S(t), \end{aligned} \quad (3)$$

комплексная огибающая следующего реального узкополосного сигнала

$$U(t) = \operatorname{Re}[U(t)] = A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \varphi(t)], \quad (4)$$

а составляющая сигнала

$$K(t) = \operatorname{Im}[U(t)] = j \cdot A(t) \cdot \sin[\omega_0 \cdot t + \varphi(t)], \quad (5)$$

есть квадратурная (мнимая) часть аналитического сигнала.

Зная указанные составляющие, можно достаточно просто определить амплитудную огибающую, как модуль аналитического сигнала

$$M(t) = |U(t)| = \sqrt{U^2(t) + K^2(t)}. \quad (6)$$

При этом полная фаза представляет собой аргумент аналитического сигнала

$$\Psi(t) = \arg[U(t)] = \arccos \frac{U(t)}{M(t)} = \arcsin \frac{K(t)}{M(t)} = \operatorname{arctg} \frac{K(t)}{U(t)}. \quad (7)$$

Чтобы получить фазовую функцию (или начальную фазу) сигнала, нужно выделить из полной фазы линейное слагаемое $\omega_0 \cdot t$. Для этого, в свою очередь, необходимо знать значение центральной частоты ω_0 .

Таким образом,

$$\varphi(t) = \Psi(t) - \omega_0 t. \quad (8)$$

Скорость изменения несущего колебания можно рассчитать с использованием следующего соотношения [2]

$$\omega(t) = \dot{\Psi}(t) = \frac{U(t) \cdot \dot{K}(t) - \dot{U}(t) \cdot K(t)}{M^2(t)}. \quad (9)$$

Таким образом, имея квадратурную составляющую можно существенно расширить возможности и качественные характеристики цифровой обработки анализируемых сигналов.

Здесь целесообразно сделать ряд замечаний. Первое, у узкополосного сигнала ширина спектра $\Delta\omega$ намного меньше несущей частоты ω_0 . Второе, основное достоинство приведенных способов описания узкополосного сигнала $U(t)$ проистекает из того, что функции $A(t)$ и $\phi(t)$, а, следовательно, и функции $\dot{U}(t), C(t), S(t)$ – это медленно меняющиеся функции, т.е. каждая из них относительно мало изменяется на интервале времени

$$T = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_0}, \quad (10)$$

равном периоду несущей частоты. Третье, при дискретном (цифровом) представлении аналитического сигнала соотношение (2) преобразуется к виду

$$U_i = A_i \cdot \exp \left\{ j \cdot \left[2\pi \cdot f_0 \cdot (i-1) / f_s + \phi_i \right] \right\}, \quad (11)$$

где $i = 1, \dots, N$ – номер дискреты анализируемого сигнала, N – количество анализируемых дискрет. Четвертое, в практических приложениях, как правило, регистрируется вещественная составляющая аналитического сигнала $U(t)$, а квадратурную составляющую $K(t)$ необходимо сформировать алгоритмически (аппаратно). И последнее, в случае, если в (4) $A(t) = A = \text{const}$ и $\phi(t) = \phi = \text{const}$ будет иметь место гармоническое колебание, для которого справедливо равенство

$$\{A \cdot \cos(\omega_0 \cdot t)\} = -A \cdot \sin(\omega_0 \cdot t), \quad (12)$$

т.е., для получения квадратурной составляющей можно продифференцировать зарегистрированный гармонический вещественный сигнал и взять результат дифференцирования с обратным знаком. Для гармонического сигнала точность восстановления будет достаточно высокой.

Как известно, квадратурная составляющая имеет отставание (запаздывание) относительно вещественной части анализируемого сигнала. Поэтому процедура формирования квадратурной составляющей может представлять собой работу идеального фазовращателя, который осуществляет одновременный фазовый сдвиг на 90° всех частотных составляющих анализируемой (вещественной) части сигнала.

Математически эта процедура реализуется с помощью преобразования Гильберта [7]

$$K(t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U(\tau)}{t - \tau} d\tau, \quad (13)$$

причем интеграл здесь понимается в смысле главного значения.

К сожалению, точность преобразования Гильберта существенно зависит от наличия нелинейных и нестационарных искажений и ширины спектра анализируемого сигнала.

В конце прошлого столетия в [3-5] предложено преобразование Гильберта-Хуанга, которое по заявлениям авторов ориентировано на обработку нелинейных и нестационарных сигналов. Разработка преобразования Гильберта-Хуанга была мотивирована потребностью подробно описать нелинейные нестационарные сигналы с помощью адаптивного базиса. Преобразование состоит из двух этапов: 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.

При этом получим максимально адекватное представление о процессах в анализируемых данных при сохранении ортогональности базиса разложения.

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.

Методика проведения исследований сводилась к следующему.

С помощью соотношения (11) был сформирован аналитический фазоманипулированный сигнал (ФМ-4), который с помощью соответствующих процедур разделялся на реальную (синфазную) и мнимую (квадратурную) составляющие. Полученные составляющие в дальнейшем использовались следующим образом. Реальная составляющая – исходная (входная) информация для преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга. При необходимости эта составляющая аддитивно дополнялась гауссовским шумом с заданной интенсивностью. Мнимая составляющая – эталонные данные, по которым оценивалось качество формирования квадратурной составляющей с помощью исследуемых процедур. Изменяемый параметр – отношение частоты дискретизации к частоте несущего колебания.

Критерием оценки качества восстановления квадратурной составляющей с помощью указанных выше преобразований являлись:

- коэффициент корреляции между эталонным сигналом и результатом анализируемого преобразования;
- сумма квадратов «невязок» между эталонной составляющей и результатом анализируемого преобразования нормированное на число обработанных дискрет (далее нормированная «невязка»).

3. Анализ результатов математического моделирования

Имитационное моделирование выполнялось в среде специализированной системы компьютерной математики MATLAB. Исходные данные для проведения исследований: фазоманипулированный сигнал (ФМ-4) с частотой несущего колебания 3600 Гц, фаза изменялась на каждом периоде сигнала. Объем анализируемой выборки – 500 отсчетов. Частота дискретизации по времени задавалась кратной частоте несущего колебания. Сформированная последовательность комплексных значений анализируемого сигнала (см. выражение 2) разделялась на вещественную и мнимую составляющие с помощью функций: `real` и `imag`.

Вещественная составляющая являлась исходной последовательностью для преобразования Гильберта и Гильберта-Хуанга. Результат преобразования – вещественная и мнимая составляющая. Анализу подвергалась мнимая составляющая, которая сравнивалась мнимой составляющей, полученной с помощью выражения 2. Результат исследования при отсутствии в исходной реализации аддитивного шума представлен на рис. 1 и 2.

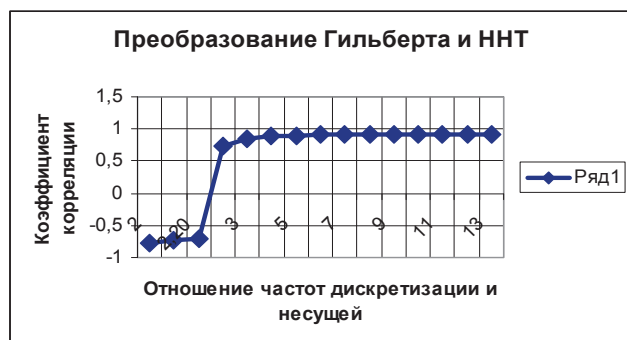


Рис. 1. Зависимость коэффициента корреляции от отношения f_d / f_0

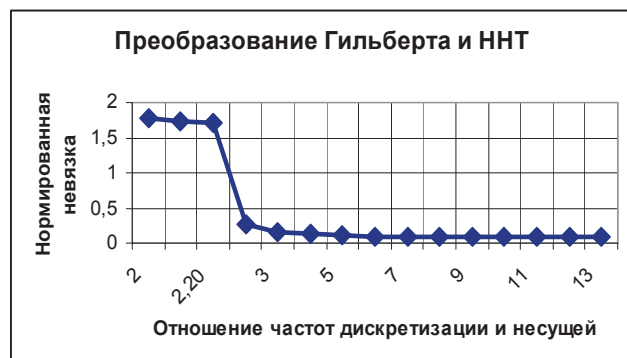


Рис. 2. Зависимость нормированной «невязки» от отношения f_d / f_0

Анализ представленных зависимостей показывает, что при отношении частоты дискретизации к частоте несущей (f_d / f_0) в пределах от 2 до 2.2 как для преобразования Гильберта, так и для преобразования Гильберта-Хуанга дают значения мнимой составляющей аналитического сигнала, которые находятся в противофазе к эталонному сигналу (коэффициент корреляции отрицательный).

Положительное значение коэффициент корреляции принимает при $f_d / f_0 = 2.3$. При $f_d / f_0 = 3$ коэффициент корреляции равен примерно 0.85, что является приемлемым для восстановления квадратурной составляющей в процессе цифровой обработки. Нормированная «невязка» в этом случае равна 0.1555. Качество результатов восстановления для преобразования Гильберта и Гильберта-Хуанга одинаковое. Здесь же заметим, что результаты не зависят от частоты обрабатываемого сигнала, а главным, как и в теореме Котельникова, является отношение f_d / f_0 .

Полученные результаты относились к случаю отсутствия в обрабатываемой последовательности мешающего шума (идеальный случай), что соответствует потенциальным характеристикам преобразований (учитывается влияние только анализируемого отношения частот). Теперь рассмотрим случай, когда на цифровую обработку поступает смесь полезного сигнала и гауссовского шума с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением равным 0.5, что соответствует отношению сигнал/шум примерно 6 дБ. Результаты обработки представлены на рисунках ниже (рис. 3 и 4).



Рис. 3. Зависимость коэффициента корреляции от отношения f_d / f_0 , $\sigma = 0.5$



Рис. 4. Зависимость нормированной «невязки» от отношения f_d / f_0 , $\sigma = 0.5$

Анализ представленных зависимостей свидетельствует о сохранении ранее отмеченных закономерностей. Для $f_d/f_0 = 3$ имеем коэффициент корреляции равный 0.7, а нормированную «невязку» – 0.39. Максимальное значение коэффициента корреляции достигается при $f_d/f_0 = 9$.

Здесь следует сделать одно замечание о фильтрующих свойствах преобразования Гильберта-Хуанга, которое имеет место при исключении первых модовых функций. Поэтому ниже представлены зависимости (см. рис. 5 и 6) с исключением из рассмотрения первой модовой функции.

Заметим, что в этом случае для преобразования Гильберта-Хуанга при $f_d/f_0 = 7$, коэффициент корреляции равен 0.77. Это выше, чем у преобразования Гильберта и величина нормированной «невязки» примерно на 10% меньше.

Ниже представлены зависимости (рис. 7 и 8) для отношения сигнал/шум равным 1дБ. При этом штриховой линией показаны результаты преобразования Гильберта-Хуанга, а сплошной – преобразования Гильберта. Коэффициент корреляции достигает у преобразования Гильберта-Хуанга значения более 0.72 при $f_d/f_0 = 10$, а нормированная невязка в два раза меньше, чем у преобразования Гильберта.

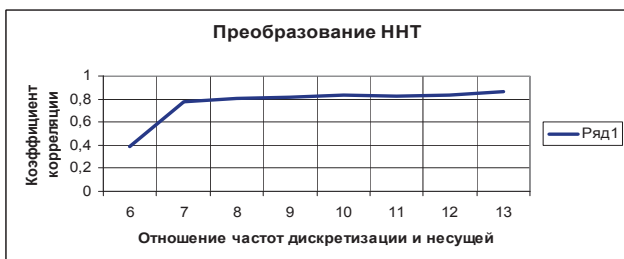


Рис. 5. Зависимость коэффициента корреляции от отношения f_d/f_0 , $\sigma = 0.5$

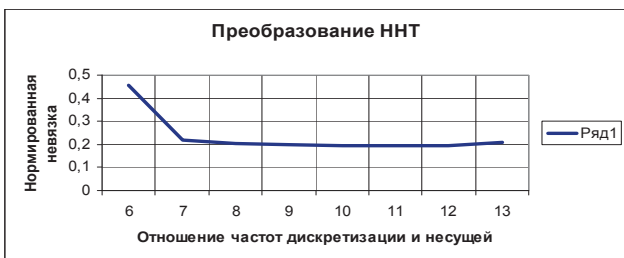


Рис. 6. Зависимость нормированной «невязки» от отношения f_d/f_0 , $\sigma = 0.5$

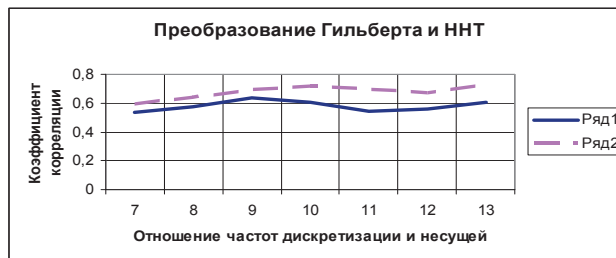


Рис. 7. Зависимость коэффициента корреляции от отношения f_d/f_0 , $\sigma = 0.9$

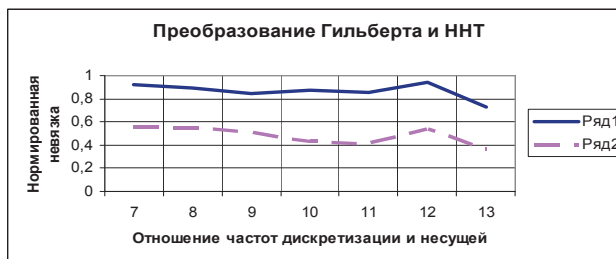


Рис. 8. Зависимость нормированной «невязки» от отношения f_d/f_0 , $\sigma = 0.9$

4. Выводы и направления дальнейших исследований

Качество процедур цифровой обработки в значительной мере зависит от частоты дискретизации регистрируемого сигнала, а соотношение $f_d/f_0 = 2$ является неприемлемым при использовании преобразований Гильберта и Гильберта-Хуанга. Например, при $f_d/f_0 < 2.3$ как преобразование Гильберта, так и преобразование Гильберта-Хуанга формируют составляющие аналитического сигнала в противофазе. Качество формирования квадратурной составляющей в значительной степени зависит от отношения сигнал/шум и отношения f_d/f_0 , а именно, чем меньше отношение сигнал/шум, тем больше должно быть отношение f_d/f_0 .

При малом отношении сигнал/шум более эффективным для формирования квадратурной составляющей является преобразование Гильберта-Хуанга, целесообразное отношение f_d/f_0 в этом случае равно 7, ..., 10.

Дальнейшие исследования будут ориентированы на анализ влияния частоты дискретизации при наличии в обрабатываемой последовательности мультипликативных помех.

Литература

1. Bedrosian E. A Product theorem for Hilbert Transform [Текст] / E. Bedrosian // Proceedings of the IEEE – 1963. – No.51. – P. 868–869.
2. Вайнштейн Л.А. Разделение частот в теории колебаний и волн [Текст]: Л.А. Вайнштейн, Д.Е. Вакман. – М.: Наука, 1983. – 288 с.
3. The Hilbert-Huang transform and its applications [Электронный ресурс] / 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.
4. Huang N. E. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis [Текст] / N.E. Huang, S. R. Long, M. C. Wu // Proc. R. Soc. London, Ser. A – 1998. – No.454. – P. 903–995.

5. Nuttall, A. H. On the quadrature approximation to the Hilbert Transform of modulated signal A.H. [Текст] / A.H. Nuttall // Proceedings of the IEEE. – 1966. – No.54. – P. 1458–1459.
6. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов [Текст]: А.Б. Сергиенко. – СПб.: Питер, 2007. – с. 751.
7. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных [Текст]: Дж. Бендат, А. Пирсол : пер. с англ. под ред. И.Н. Коваленко. – М.: Мир, 1989. – с.540.
8. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: Б. Скляр : пер. с англ. Е.Г. Грозы. – М.: Изд. дом Вильямс, 2003. – с. 1104.
9. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов [Текст]: Р. Лайонс: пер. с англ. /А.А. Бриттов – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006. – с. 656.
10. Частота дискретизации [Электронный ресурс] / Режим доступа : <http://digitalaudio.me/mbasics/digitalsound/20-vvedenie-v-digitalaudio-part1.html> 18.11.2012.
11. Спектры и анализ [Текст]: А. А. Харкевич. – М.: Либроком, 2007. – с. 89.
12. Обработка сигналов в радиотехнических системах [Текст]: Под ред. А.П. Локошкина. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1987. – с.400.
13. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи [Текст]: Ю.П. Акулиничев. – СПб.: Изд-во «Лань», 2010. – с. 240.

Abstract

Despite the large number of publications on digital signal processing in systems of different appointment, up to date, when choosing the sample frequency of recorded oscillations, their authors refer to the Nyquist's theorem (sampling theorem). This theorem is connected with the transform of the continuous signal in the sequence of its discrete values. It is assumed that the signal will be transmitted through the band-limited communication channel. However, until now the question of the impact of the frequency on the efficiency of the further digital processing remains open.

The article studies the influence of the sample frequency on the efficiency of the digital signal processing applying the method of simulation. The research was performed on the example of formation of the quadrature component of the analytical signal by means of Hilbert and Hilbert-Huang transforms. For the first time we have assessed the quality of the formation of the quadrature component, depending on the sample frequency at various signal/noise ratios. These results can be used in radio, radar, acoustic and seismic systems of different appointment

Keywords: *analysis, sample, simulation, processing, transform, signal, requirements, frequency*

Проведено теоретичне обґрунтування частоти ЕМП для передпосівної обробки насіння цукрових буряків з метою підвищення врожайності її коренеплодів

Ключові слова: *насіння цукрових буряків, частота ЕМП, передпосівна обробка насіння*

Проведено теоретическое обоснование частоты ЭМП для предпосевной обработки семян сахарной свеклы с целью повышения урожайности её корнеплодов

Ключевые слова: *семена сахарной свеклы, частота ЭМП, предпосевная обработка семян*

УДК 621.372.542

ОПРЕДЕЛЕНИЕ РЕЗОНАНСНОЙ ЧАСТОТЫ ЭМП ДЛЯ ПРЕДПОСЕВНОЙ ОБРАБОТКИ СЕМЯН САХАРНОЙ СВЕКЛЫ

А.А. Оленюк
Аспирант

Кафедра технотроники и теоретической электротехники
Харьковский национальный технический университет
сельского хозяйства им. Петра Василенко
ул. Артёма, 44, г. Харьков, Украина, 61002
Контактный тел.: (057) 712-42-32
E-mail: kosnatgen@ukr.net

1. Введение

В сельскохозяйственном производстве Украины сахарная свекла занимает стратегическое положение,

так как сахар необходим не только для удовлетворения потребностей населения Украины, но и для экспорта.

Учитывая, что с 1990 года посевные площади уменьшились на 30...40%, а рентабельность выращивания