

УДК 621.396:681.34

В. В. НАУМЕНКО, А. В. ТОЦКИЙ, В. Ф. СОЛОДОВНИК, В. А. МИНАЕВ

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

## МЕТОД ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ-ТРИПЛЕТ ДЛЯ БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННОЙ МОДУЛЯЦИИ

Предложены варианты построения генераторов сигналов-триплет на основе кварцевых автогенераторов и цифровых синтезаторов для их использования в качестве модулирующих колебаний в системах цифровой беспроводной связи с биспектрально-организованной модуляцией. Рассмотрены две принципиальные схемы генерации сигналов-триплет, основанные на кварцевых автогенераторах и цифровых синтезаторах. Приведены принципиальные схемы предлагаемых многочастотных генераторов. Выполнены экспериментальные исследования предложенных схем и получены спектры реальных сигналов.

**Ключевые слова:** моментная функция третьего порядка, триплет, многочастотный кварцевый автогенератор, цифровой синтезатор частоты.

### Введение

Моментная функция третьего порядка и ее преобразование Фурье – биспектр широко используются в цифровой обработке сигналов при решении задач обнаружения и восстановления негауссовых процессов, наблюдаемых в аддитивном гауссовом шуме, а также распознавания образов и различения сигналов в системах радиолокации, астрономии, обработки биомедицинских сигналов и других приложениях [1]. Метод биспектрального оценивания позволяет выявить в наблюдении такие зависимости и свойства, которые невозможно определить, используя традиционные статистики второго порядка – корреляционную функцию и спектральную плотность. К достоинствам метода биспектральной обработки сигналов относятся возможность выявления и оценивания фазовых взаимосвязей спектральных компонент, высокая помехоустойчивость по отношению к аддитивному гауссову шуму и инвариантность к случайным задержкам сигнала [2]. Данные достоинства лежат в основе, предложенного в статье [3], способа повышения помехоустойчивости цифровой системы связи, когда информацию при передаче бинарного сообщения «закладывают» не в виде классических изменений амплитуды, частоты или фазы несущей, а в виде частотных взаимосвязей в двух ортогональных частотных сигналах-триплетах таких, что одна из частот в каждом триплете равна сумме двух других.

Процесс демодуляции сводится к решению двухальтернативной задачи обнаружения триплета на фоне шума, когда правило принятия решения сводится к оценке максимума модуля биспектра в двумерном частотном пространстве.

Представим модулирующие сигналы-триплеты, ориентируясь на стандартный [4] формат частотной манипуляции (FSK) при двоичной передаче данных, в виде логического «0»:

$$S_0(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{0k}t + \varphi_{0k}), \quad (1a)$$

и логической «1»:

$$S_1(t) = A_0 \sum_{k=1}^3 \cos(2\pi f_{1k}t + \varphi_{1k}), \quad (1б)$$

где  $f_{03} = f_{01} + f_{02}$ ;  $\varphi_{03} = \varphi_{01} + \varphi_{02}$ ;

$f_{13} = f_{11} + f_{12}$ ;  $\varphi_{13} = \varphi_{11} + \varphi_{12}$ .

На рис. 1 приведена блок-схема биспектрально-организованного модулятора, предложенного в статье [3].

На вход электронного ключа (см. рис. 1) поступает цифровой сигнал  $x(t)$ , соответствующий последовательности битов в передаваемом сообщении. В зависимости от поступившего бита «0» или «1» ключ принимает соответственно верхнее или нижнее положение. Затем сигнал, разделенный на  $x_0(t)$  и  $x_1(t)$ , что соответствует передаче «0» или «1», поступает на перемножитель, где формируются колебания (1a) или (1б), модулирующие несущую  $s(t)$ . Отметим, что частоты  $f_{03} = f_{01} + f_{02}$  и  $f_{13} = f_{11} + f_{12}$  в (1a, б) должны быть заданы таким образом, чтобы величина пикового значения модуля биспектра (биамплитуды) сигнала  $s_0(t)$  «хорошо» отличалась от пикового значения модуля биспектра сигнала  $s_1(t)$ , т.е. необходимо обеспечить требуемую ортогональность оценки биамплитуды в двумерном частотном пространстве.

Подход, предложенный нами в работе [3], по-

зволяет улучшить помехоустойчивость цифровой системы связи с помощью метода биспектральной обработки сигналов. Однако важные вопросы, касающиеся практической возможности генерации сигналов-триплет, ранее не рассматривались.

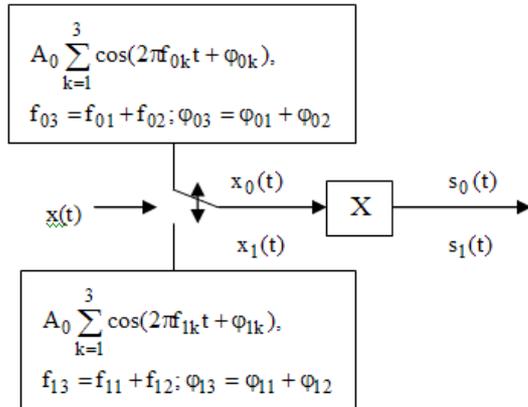


Рис. 1. Структура биспектрально-организованного модулятора:  $x(t)$  – поток битов;  $s(t)$  – высокочастотная несущая

На рис. 2 представлена блок-схема биспектрального демодулятора [5].

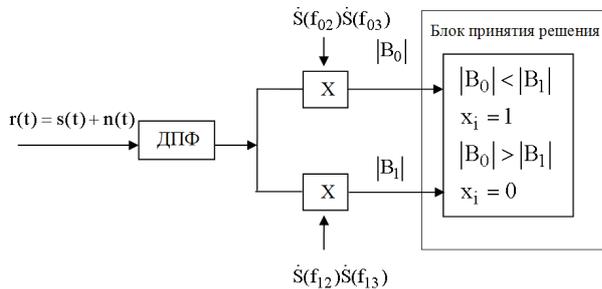


Рис. 2. Блок-схема биспектрального демодулятора. (ДПФ – дискретное преобразование Фурье)

Поэтому, цель настоящей статьи сопряжена со схемными решениями задачи генерации триплет в системе связи с биспектрально-организованной модуляцией при распознавании принятого сообщения в канале связи с шумом по максимуму амплитудного биспектра на выходе демодулятора.

### 1. Исследование возможности применения многочастотных кварцевых генераторов

Рассмотрим их основные свойства и возможности многочастотных кварцевых автогенераторов на одном активном элементе [6]. В таких возбудителях при наличии двухрезонансной колебательной системы, например, содержащей два моночастотных кварцевых резонатора с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , формируются полигармонические комбинационные колебания частот

формируются полигармонические комбинационные колебания частот

$$f_{\text{комб}} = mf_1 + nf_2, \tag{2}$$

где  $m = \pm 1, n = \pm 1$  и  $p = |m| + |n|$  – порядок комбинационных составляющих.

Наибольшие амплитуды имеют комбинационные составляющие второго порядка ( $p = 2$ ), т.е. составляющие разностной и суммарной частот

$$f_p = f_1 - f_2, \tag{3}$$

$$f_c = f_1 + f_2. \tag{4}$$

В многочастотных кварцевых автогенераторах на одном активном элементе источник флуктуаций частот  $f_1$  и  $f_2$  генерируемых колебаний один и тот же – шум активного элемента. Поэтому, общая и изменяющаяся по случайному закону реактивность активного элемента генератора является причиной флуктуаций частот  $f_1$  и  $f_2$ . Следовательно, данные частоты единично коррелированы, а коэффициент корреляции вариаций этих частот равен

$$\rho_{12}(\tau) = \frac{R_{12}(\tau)}{\sigma_1\sigma_2} = 1, \tag{5}$$

где  $R_{12}(\tau)$  – взаимная корреляционная функция частот  $f_1$  и  $f_2$ ,  $\sigma_1$  и  $\sigma_2$  – СКО флуктуаций (случайных вариаций) частот  $f_1$  и  $f_2$ .

При выполнении условия (5) частоты и вариации этих частот связаны детерминированными соотношениями через соответствующие коэффициенты взаимосвязи

$$\beta_f = \frac{f_1}{f_2} \text{ и } \beta_\sigma = \frac{\sigma_1}{\sigma_2}. \tag{6}$$

При  $\rho_{12}(\tau) = 1$  дисперсии суммарной  $f_c$  и разностной  $f_p$  частот определяются соответственно соотношениями вида

$$\sigma_c^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} + 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 + \sigma_2)^2, \tag{7}$$

$$\sigma_p^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} - 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 - \sigma_2)^2, \tag{8}$$

и, следовательно, соотношениями для СКО

$$\sigma_c = \sigma_1 + \sigma_2, \tag{9}$$

$$\sigma_p = \sigma_1 - \sigma_2. \tag{10}$$

Если  $\rho_{12}(\tau) = -1$ , что реализуется в двухчастотных параметрических генераторах [6], то дисперсии суммарной  $f_c$  и разностной  $f_p$  частот соответственно равны

$$\sigma_c^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} - 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 - \sigma_2)^2, \tag{11}$$

$$\sigma_p^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} + 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 + \sigma_2)^2, \tag{12}$$

а СКО равны

$$\sigma_c = \sigma_1 - \sigma_2, \tag{13}$$

$$\sigma_p = \sigma_1 + \sigma_2 \quad (14)$$

При  $\beta_\sigma = 1$ , т.е. при равенстве между собой вариаций частот  $\delta f_1 = \delta f_2$  и, следовательно, их СКО  $\sigma_1 = \sigma_2$ . Тогда с учетом (10) получаем  $\delta f_p = 0$  и  $\sigma_p = 0$ , т.е. разностная частота  $f_p$  оказывается постоянной при ненулевых вариациях частот  $f_1$  и  $f_2$ . С учетом (13) получаем  $\delta f_c = 0$  и  $\sigma_c = 0$ , т.е. суммарная частота  $f_c$  оказывается постоянной при ненулевых вариациях частот  $f_1$  и  $f_2$ .

На рис. 3 приведена предлагаемая схема двухчастотного кварцевого автогенератора.

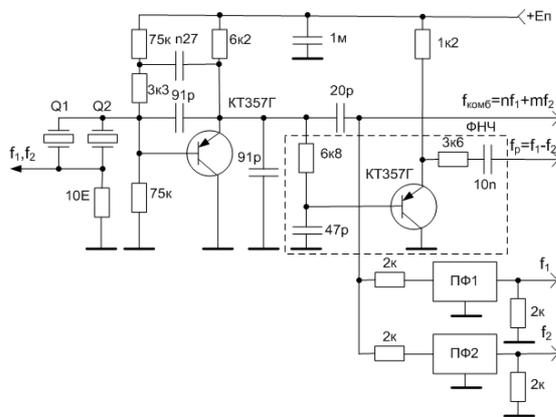


Рис. 3. Принципиальная схема двухчастотного кварцевого автогенератора

Автогенератор выполнен на биполярном транзисторе по схеме емкостной трехточки. Частотоподающими элементами являются кварцевые резонаторы с частотами основных резонансов вблизи 5,5 и 6,5 МГц. В схеме имеются также элементы обеспечения устойчивости многочастотных асинхронных колебаний и фильтры: полосовые пьезокерамические с частотами вблизи 5,5 и 6,5 МГц и фильтр нижних частот (ФНЧ) на биполярном транзисторе по схеме эмиттерного повторителя с частотой среза 1,5 МГц.

Для проведения экспериментальных исследований использован АЦП PV6501 с частотой дискретизации 100 МГц, разрядностью 8 бит и встроенным программным обеспечением для получения и визуализации на мониторе персонального компьютера осциллограмм, спектрограмм и амплитудно-частотных характеристик. Спектрограммы получают путем расчета БПФ на сетке 8192 отсчетов в окне Хана.

На спектрограмме (см. рис. 4) показан амплитудный спектр колебаний частот  $f_{комб} = mf_1 + nf_2$ , где  $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, M$ ,  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, N$  порядка  $p = |m| + |n|$  комбинационных составляющих, фор-

мируемых на эмиттере транзистора генератора (шаг на горизонтальной оси равен 1,25 МГц, по вертикальной оси – 10 дБ). Составляющие спектра частот  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$  превышают по амплитуде примерно на 10 дБ вклады других комбинационных составляющих многочастотного спектра  $f_{комб}$ .

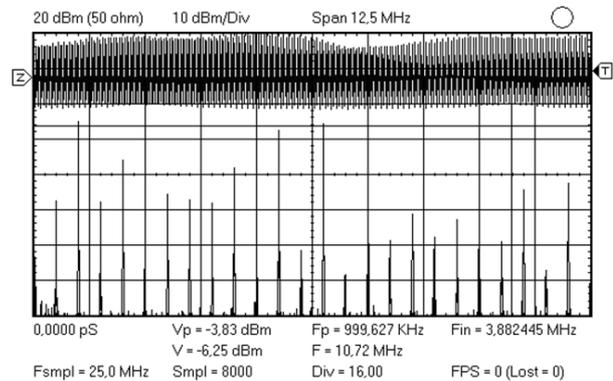


Рис. 4. Спектрограмма (эмиттер транзистора автогенератора)

На рис. 5 приведена спектрограмма сигнала на выходе ФНЧ, где колебание разностной частоты  $f_p = f_1 - f_2$  имеет большую примерно на 10 дБ амплитуду.

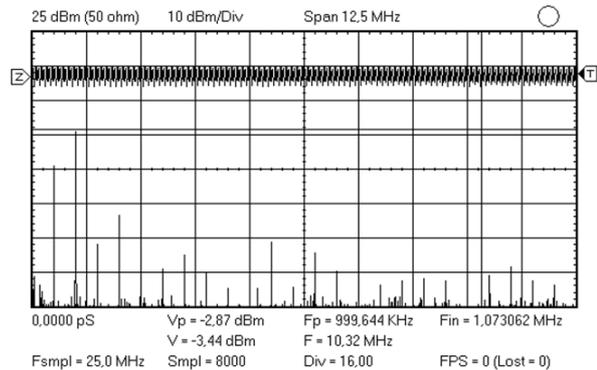


Рис. 5. Спектрограмма (сигнал на выходе ФНЧ)

Многочастотные кварцевые генераторы на одном активном элементе [6] могут быть использованы в качестве возбудителей полигармонических и шумоподобных сигналов трансиверов широкополосных цифровых систем связи и передачи данных. Рассмотрим, например, модель радиоканала передачи данных, реализующий способ приема с частотным разносом (см. рис. 5). В таком канале передача данных осуществляется одновременно в двух частотных FDMA-каналах. При этом если разнос частот каналов превышает 200 - 300 кГц, то обеспечивается компенсация быстрых замираний сигналов при перемещении абонента мобильной радиосвязи в условиях городской застройки из-за многолучевого распространения радиоволн и, следовательно, ярко выраженной интерференцией принятых сигналов.

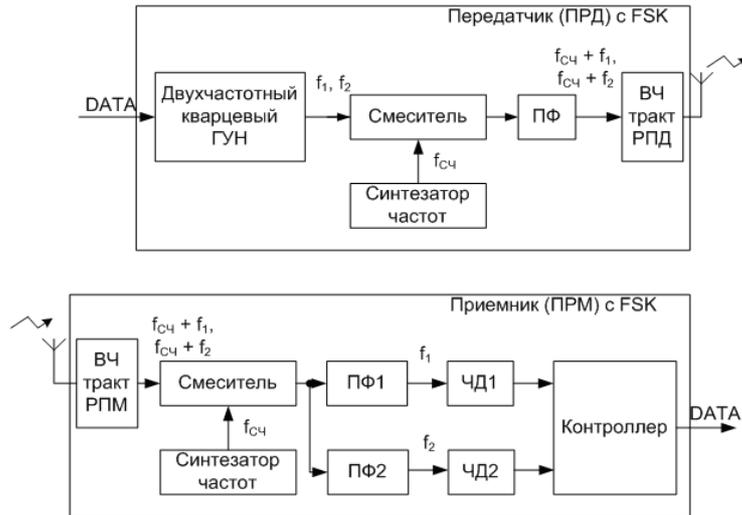


Рис. 6. Структуры передачи и приема с частотным разносом

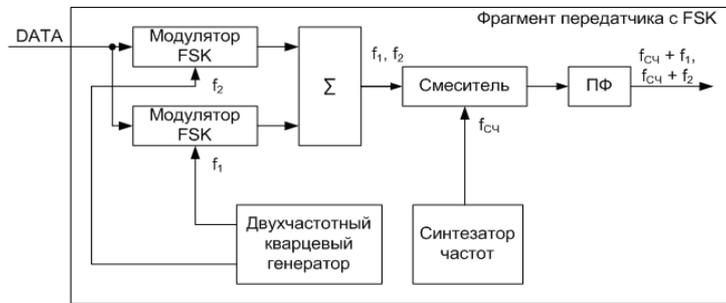


Рис. 7. Структура фрагмента передатчика с формирователем FSK сигнала

В передатчике (ПРД) радиоканала (рис. 5) используется двухчастотный кварцевый генератор, управляемый напряжением (ГУН), формирующий два FSK колебания на частотах  $f_1$  и  $f_2$ . При этом передача в радиоканале осуществляется на двух несущих частотах.

В приемнике (ПРМ) после преобразования частоты осуществляется последетекторное суммирование канальных данных с весовой обработкой в контроллере. Передатчик на рис. 6 содержит формирователь FSK сигнала прямым способом с использованием ГУН. На рис. 7 показан фрагмент передатчика с формирователем FSK сигнала косвенным способом двумя фазовыми модуляторами FSK и управляемым двухчастотным кварцевым генератором.

В трактах с передатчиками возможно также формирование GMSK сигналов, если длительность  $T_b$ , бита данных DATA и смещения частот FSK удовлетворяют соотношениям  $f_{"1"1} - f_{"0"1} = \frac{T_b}{2}$  и  $f_{"1"2} - f_{"0"2} = \frac{T_b}{2}$  (первый индекс частот  $f_1$  и  $f_2$  – это "0" или "1" данных DATA).

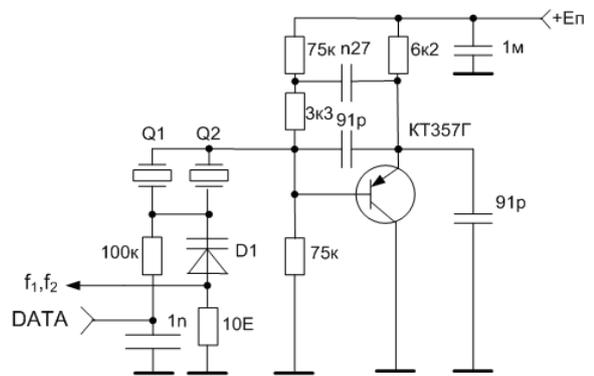


Рис. 8. Генератор, управляемый напряжением

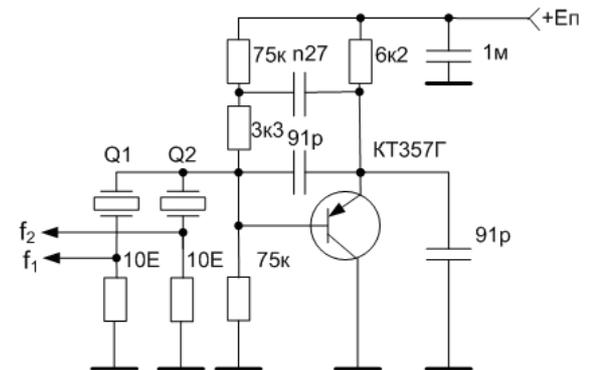


Рис. 9. Двухчастотный кварцевый генератор

В трактах с передатчиками (рис. 6, 7) могут быть использованы двухчастотные кварцевые ГУН (см. рис. 8) и неуправляемый (опорный) двухчастотный кварцевый генератор (рис. 11). В них бигармоническое колебание на выходе “ $f_1, f_2$ ” двухчастотного кварцевого ГУН и колебания частот  $f_1, f_2$  опорного генератора выделяются по амплитуде более чем на 25 дБ по сравнению с другими комбинационными колебаниями (см. рис. 4, 5).

В этих генераторах обеспечивается коэффициент взаимосвязи вариаций кварцеванных частот, близкий к  $\beta_{\sigma} = 1$ , т.е. реализовано равенство между собой вариаций частот  $\delta f_1 = \delta f_2$  и  $f_2$  и, следовательно, их СКО  $\sigma_1 = \sigma_2$  и с учетом (9)  $\delta f_p = 0$  и  $\sigma_p = 0$ .

В результате, разностная частота  $f_p$  оказывается постоянной при ненулевых флуктуациях частот  $f_1$  и  $f_2$ . Поэтому при изменении управляющего напряжения от  $E_y = 0В$  до  $E_y = E_n = 9В$  частоты  $f_1$  и  $f_2$  изменялись в одну сторону примерно на 3 кГц, а разностная частота изменялась на величину, не превышающую 10 Гц.

## 2. Исследование возможности применения цифрового синтезатора сигналов

Цифровой вычислительный синтезатор (ЦВС), известный еще как схема прямого цифрового синтеза (Direct Digital Synthesis – DDS), – это электронный прибор, предназначенный для синтеза сигналов произвольной формы и частоты с помощью единственной опорной частоты, поставляемой генератором тактовых импульсов. Характерной особенностью ЦВС является то, что отсчеты синтезируемого сигнала вычисляются цифровыми методами, после чего передаются на цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), где и происходит их преобразование в аналоговую форму (напряжение или ток). Этим ЦВС

отличается от синтезаторов частоты, основанных на иных принципах, например, ФАПЧ.

Технология DDS быстро завоевывает популярность в качестве средства синтеза сигналов, как в телекоммуникационных, так и в низкочастотных радиотехнических системах, благодаря тому, что стало возможным реализовать на одной микросхеме программируемый генератор с высоким разрешением по частоте и с высоким качеством сигнала. Кроме того, непрерывное совершенствование технологии и схемотехники привело к тому, что стоимость микросхем и их энергопотребление снизились до величин, немыслимых в прошлом. Например, программируемый генератор DDS AD9834, при работе от источника питания 5,5 В и при частоте кварцевого резонатора 25 МГц, потребляет не более 20 мВт.

Синтезаторы DDS, подобные вышеупомянутой ИС AD9834, управляются посредством быстродействующего последовательного порта SPI, при этом для генерации синусоидального сигнала требуется только тактовый сигнал. Доступные в настоящее время синтезаторы DDS способны генерировать сигнал на частотах от 1 Гц до 400 МГц (при тактовой частоте 1 ГГц). Преимущества, предоставляемые малым энергопотреблением, низкой стоимостью и малыми размерами корпусов, в сочетании с отличным качеством сигнала и возможностью цифрового управления, делают синтезаторы DDS чрезвычайно привлекательными устройствами по сравнению с гораздо менее гибкими схемами на дискретных элементах.

Генерация сигналов методом прямого цифрового синтеза широко используется сегодня в различных областях электроники. Особенно часто DDS синтезаторы приходится применять в области цифровой обработки сигналов.

DDS генераторы позволяют:

- формировать сигналы от фиксированного источника опорной частоты с большим диапазоном перестройки при очень малом шаге перестройки;

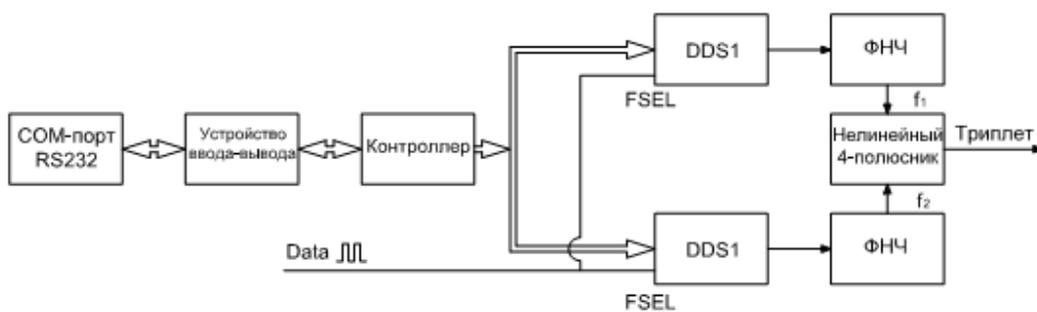


Рис. 10. Схема генерации сигналов-триплет

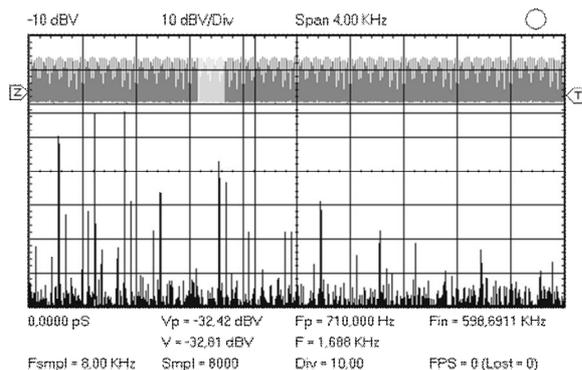


Рис. 11. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «0»

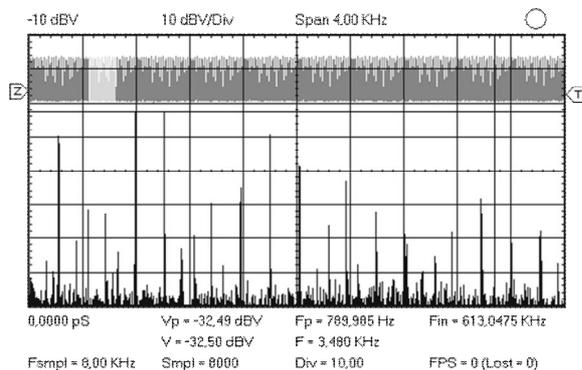


Рис. 12. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «1»

- генерировать квадратурные сигналы, с произвольным сдвигом фазы;
- реализовать перестройку частоты выходных сигналов без переходных процессов с очень большой скоростью;
- генерировать периодические сигналы произвольной формы.

Конечно, такие широкие функциональные возможности сделали привлекательными цифровые синтезаторы DDS для применения в самых различных приложениях. Одним из таких приложений является цифровая обработка сигналов.

На рис. 10 приведена схема генерации сигнала-триплет с помощью двух DDS AD9834 и нелинейного четырехполюсника. Поступающий на вход FSEL сигнал устанавливает соответствующие частоты генератора. Так, при поступлении «0»  $f_{01} = 490$  Гц,  $f_{02} = 710$  Гц, где  $f_{01}, f_{02}$  - частоты на выходе синтезаторов DDS1 и DDS2 соответственно; при поступлении «1»  $f_{11} = 490$  Гц,  $f_{12} = 710$  Гц. С помощью нелинейного четырехполюсника формируются требуемые частотные связи в сигналах-триплетах.

На рис. 11 и 12 приведены спектрограммы сигнала-триплет, соответствующие символам «0» и «1» и выбранным частотам.

## Заключение

Предложены варианты построения генераторов сигналов-триплет на основе кварцевых автогенераторов и цифровых синтезаторов для их использования в качестве модулирующих колебаний в системах цифровой беспроводной связи. Рассмотрены две принципиальные схемы генерации сигналов-триплет, основанные на кварцевых автогенераторах и цифровых синтезаторах. Выполнены экспериментальные исследования предложенных схем. Преимуществом схемы на кварцевых генераторах является возможность получения высокостабильных колебаний. К недостаткам относится малый диапазон перестройки частот, при необходимости увеличения которого с помощью включения в схему построения конденсаторов и делителя частоты в схеме ФАПЧ, увеличиваются флуктуации частоты и фазы (возрастает величина так называемого «джиттера»). Экспериментально продемонстрировано, что цифровой синтезатор обеспечивает большой диапазон перестройки частоты при отсутствии переходных процессов и возможность генерации сигналов-триплет различной формы.

## Литература

1. Зеленский, А. А. Биспектральный анализ в приложении к цифровой обработке сигналов [Текст] / А. А. Зеленский, В. В. Лукин, А. В. Тоцкий // Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях; под ред. В. Ф. Кравченко. – Москва: ФИЗМАТЛИТ, 2007. – С. 92-173.
2. Nikias, C. L. Bispectral estimation: A digital signal processing framework [Text] / C. L. Nikias, M. R. Raghuveer // Proc. IEEE. – 1987. – Vol. 75, No. 7. – P. 869-891.
3. Тоцкий, А. В. Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции [Текст] / А. В. Тоцкий, В. В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – № 2 (43). – С. 27–32.
4. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]: пер. с англ. / Б. Скляр. – 2-е издание. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
5. Тоцкий, А. В. Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции [Текст] / А. В. Тоцкий, В. В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – № 2 (43). – С. 27-32.
6. Зеленский, А. А. Многочастотные кварцевые генераторы. Учеб. пособие по курсовому и дипломному проектированию [Текст] / А. А. Зеленский, В. Ф. Солодовник, В. А. Шевелев. – Харьков: ХАИ, 1999. – 128 с.

Поступила в редакцію 7.02.2014, рассмотрена на редколлегии 12.02.2014

**Рецензент:** д-р физ.-мат. наук, проф., заведующий отделом № 35 В. Г. Сугак, Институт радиопизики и электроники им. А. Я. Усикова НАН Украины, Харьков.

### МЕТОДИ ГЕНЕРАЦІЇ СИГНАЛІВ-ТРИПЛЕТ ДЛЯ БІСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНІЗОВАНОЇ МОДУЛЯЦІЇ

*О. В. Тоцький, В. Ф. Солодовник, В. В. Науменко, В. О. Мінаєв*

Запропоновано варіанти побудови генераторів сигналів-триплетів на основі кварцевих автогенераторів та цифрових синтезаторів для їх використання у якості модулюючих коливань у системах цифрового бездротового зв'язку з біспектрально-організованою модуляцією. Розглянуто дві принципові схеми генерації сигналів-триплетів, що базуються на кварцевих автогенераторах та цифрових синтезаторах. Наведено принципові схеми запропонованих багаточастотних генераторів. Виконано експериментальне дослідження запропонованих схем та отримано спектри реальних сигналів.

**Ключові слова:** моментна функція третього порядку, триплет, багаточастотний кварцевий автогенератор, цифровий синтезатор частоти.

### GENERATION'S METHOD SIGNAL-TRIPLETS FOR BISPECTRUM-ORGANIZED MODULATION

*A. V. Totsky, V. F. Solodovnik, V. V. Naumenko, V. A. Minaev*

Proposed variants of signal generators triplet based autogenerators quartz and digital synthesizers for use as modulating waveforms in digital wireless communication systems, the Bi - organized modulation. We consider two concepts triplet signal generation based on quartz oscillators and digital synthesizers. Shows a schematic diagram of the proposed multi-frequency generators. Experimental studies of the proposed schemes and the spectra of real signals .

**Key words:** moment function of the third order, triplet, multi-frequency quartz oscillator, a digital frequency synthesizer.

**Тоцький Александр Владимирович** – д-р техн. наук, проф., профессор каф. приёма, передачи и обработки сигналов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

**Солодовник Виктор Федорович** – канд. техн. наук, доцент, доцент кафедры приёма, передачи и обработки сигналов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

**Науменко Виктория Владимировна** – канд. техн. наук, ассистент кафедры приёма, передачи и обработки сигналов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

**Минаев Владимир Александрович** – магистр кафедры передачи и обработки сигналов, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.