

*В.В. НАУМЕНКО, А.С. КРАВЧУК,  
В.Ф. СОЛОДОВНИК, канд. техн. наук, А.В. ТОЦКИЙ, д-р техн. наук*

### **МЕТОДЫ И УСТРОЙСТВА ГЕНЕРАЦИИ СИГНАЛОВ-ТРИПЛЕТ ДЛЯ БИСПЕКТРАЛЬНО-ОРГАНИЗОВАННОЙ МОДУЛЯЦИИ**

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 триplete 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.

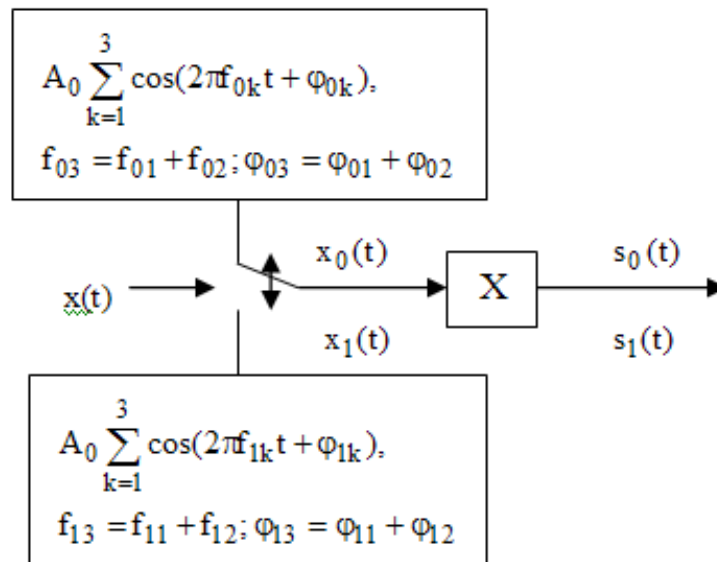


Рис. 1. Структура биспектрально-организованного модулятора:  
 $x(t)$  – поток битов;  $s(t)$  – высокочастотная несущая

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

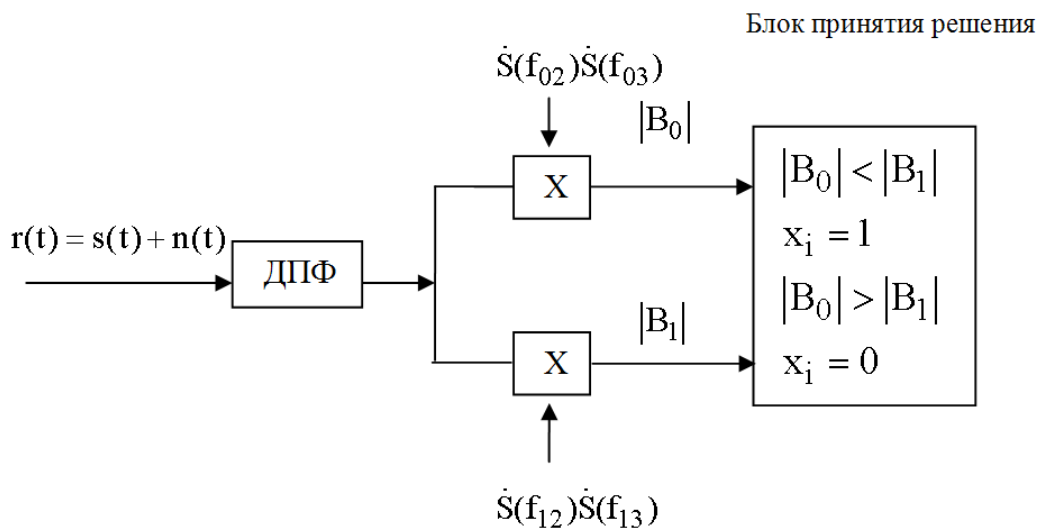


Рис. 2. Блок-схема биспектрального демодулятора  
(ДПФ – дискретное преобразование Фурье)

Подход, предложенный в работе [3], позволяет улучшить помехоустойчивость цифровой системы связи с помощью метода биспектральной обработки сигналов. Однако важные вопросы, касающиеся практической возможности генерации сигналов-триплет, ранее не рассматривались.

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.

### Исследование возможности применения многочастотных кварцевых генераторов

Рассмотрим 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

$$f_{комб} = mf_1 + nf_2, \quad (2)$$

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

$$f_p = f_1 - f_2, \quad (3)$$

$$f_c = f_1 + f_2. \quad (4)$$

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

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

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

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

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

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

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

и, следовательно, соотношениями для СКО

$$\sigma_{\bar{n}} = \sigma_1 + \sigma_2, \quad (9)$$

$$\sigma_{\bar{\delta}} = \sigma_1 - \sigma_2. \quad (10)$$

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

$$\sigma_{\bar{n}}^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} - 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 - \sigma_2)^2, \quad (11)$$

$$\sigma_{\bar{\delta}}^2 = \sigma_{12} + \sigma_{22} + 2\sigma_1\sigma_2 = (\sigma_1 + \sigma_2)^2, \quad (12)$$

а СКО равны

$$\sigma_c = \sigma_1 - \sigma_2, \quad (13)$$

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

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.

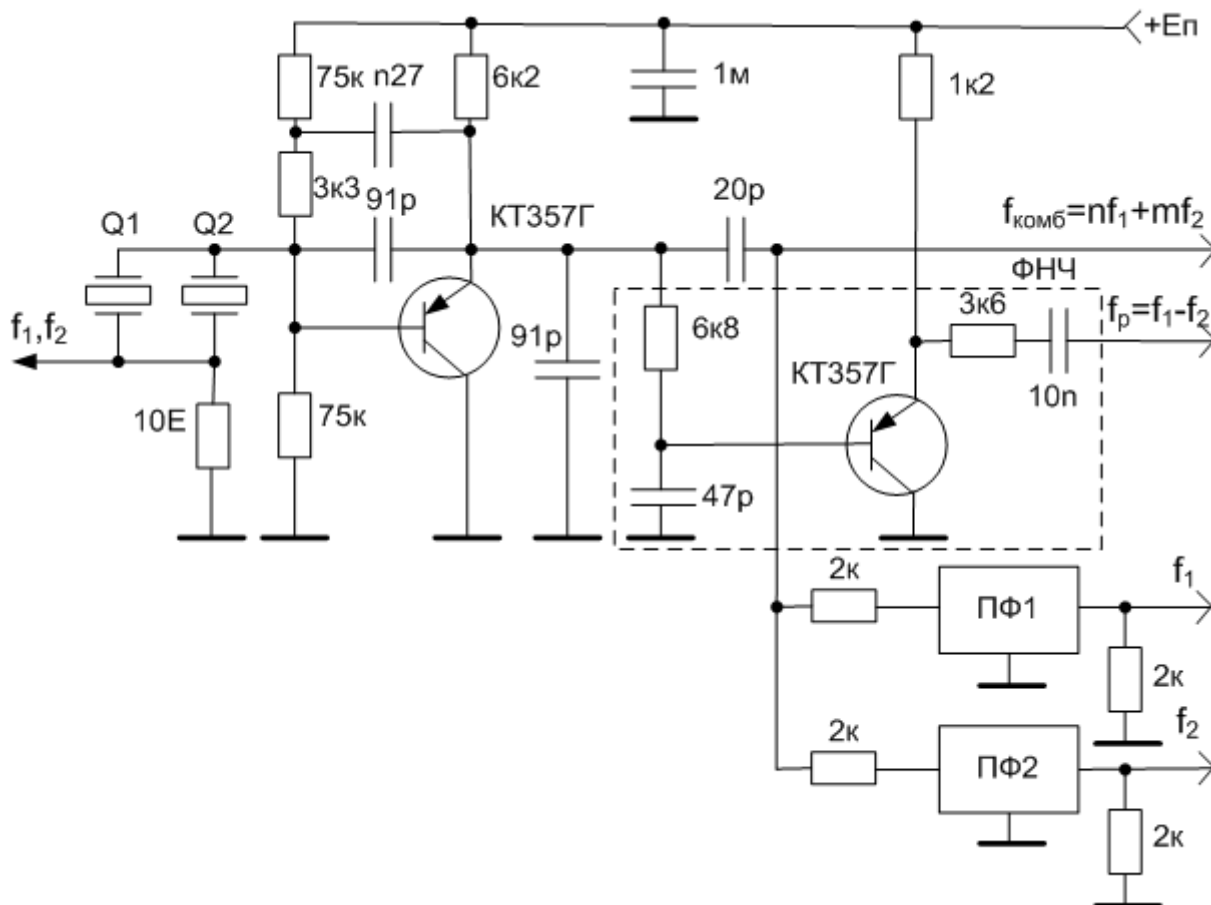


Рис. 3. Принципиальная схема двухчастотного кварцевого автогенератора

Автогенератор выполнен на биполярном транзисторе по схеме емкостной трехточки. Частотозадающими 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 частот вблизи 5,5 и 6,5 МГц и 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, формируемых 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  $f_{комб}$ .

На рис. 5 и 6 показаны спектры сигналов на выходах полосовых пьезофильтров в окрестностях 5,5 и 6,5 МГц. При этом другие комбинационные колебания, включая и колебание

второго порядка частоты  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$ , подавлены относительно основных генерируемых (кварцованных) колебаний на 20 – 25 дБ.

На рис. 7 показана спектрограмма сигнала, отфильтрованного самими кварцевыми резонаторами на резисторе 10 Е (см. рис. 3). Здесь преобладают по амплитуде более чем на 25 дБ основные колебания частот  $f_1$  и  $f_2$ , т.е. преобладающим является основное бигармоническое колебание.

На рис. 8 приведена спектрограмма сигнала на выходе ФНЧ, где колебание разностной частоты  $f_p = f_1 - f_2$  имеет большую примерно на 10 дБ амплитуду.

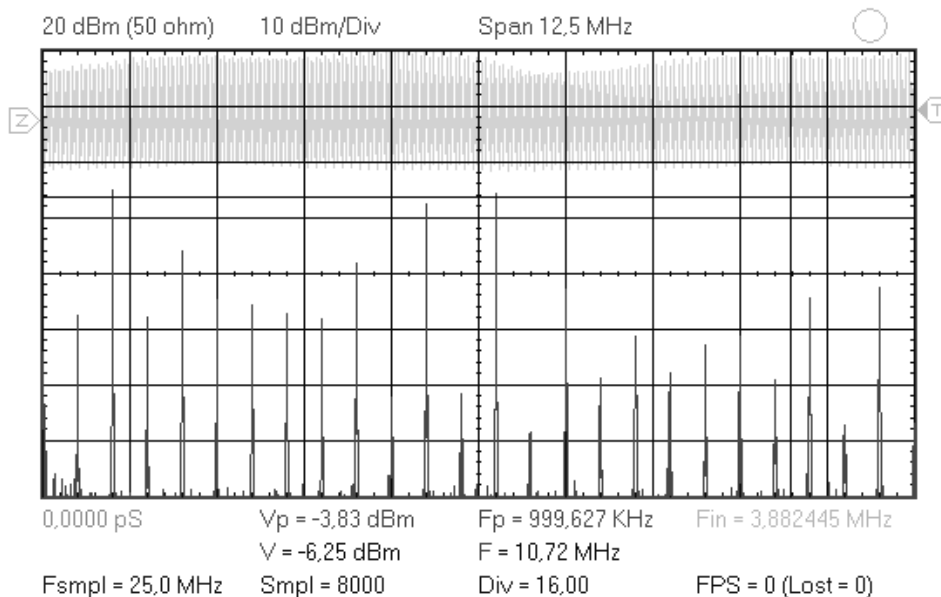


Рис. 4. Спектрограмма (эмиттер транзистора автогенератора)

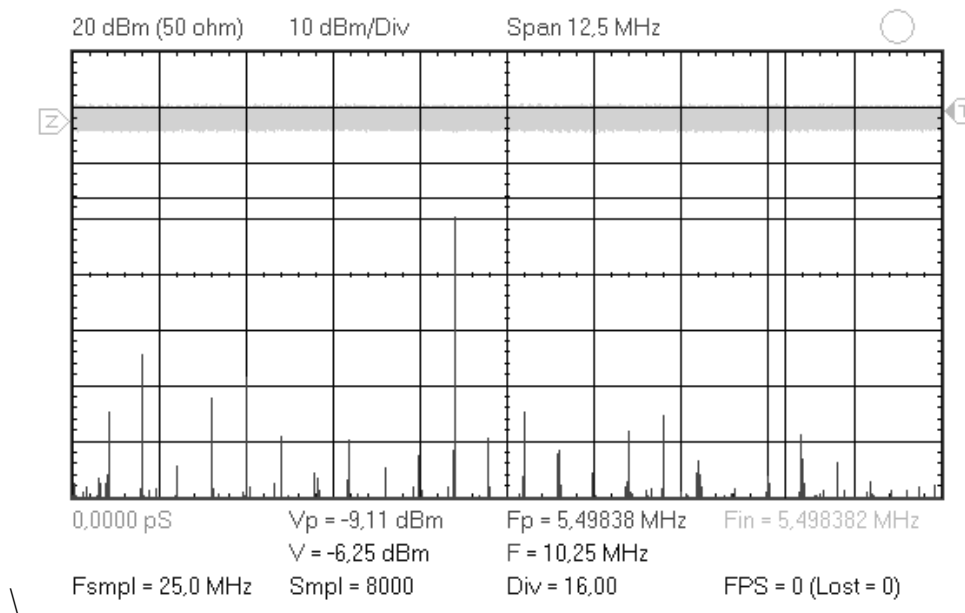


Рис. 5. Спектрограмма (выход пьезофильтра)

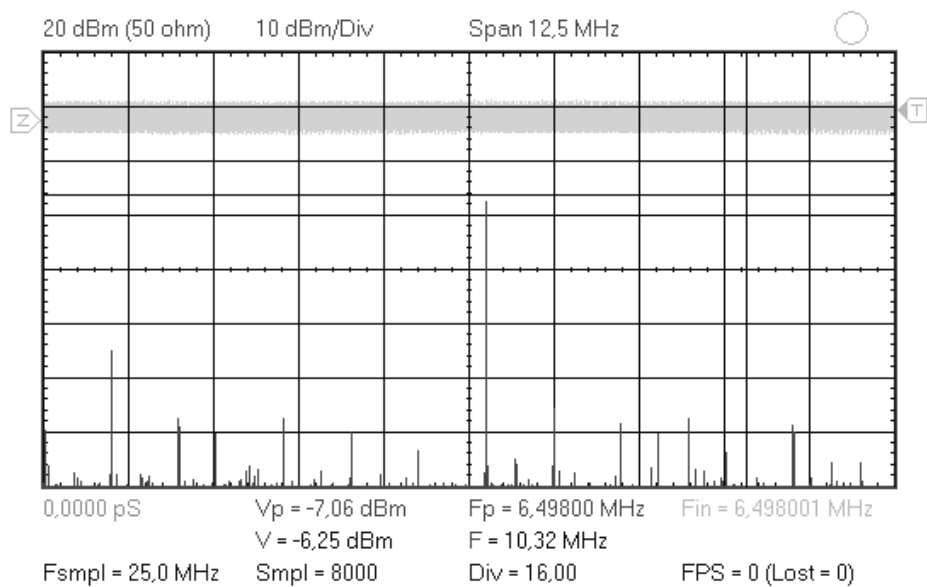


Рис. 6. Спектрограмма (выход пьезофильтра)

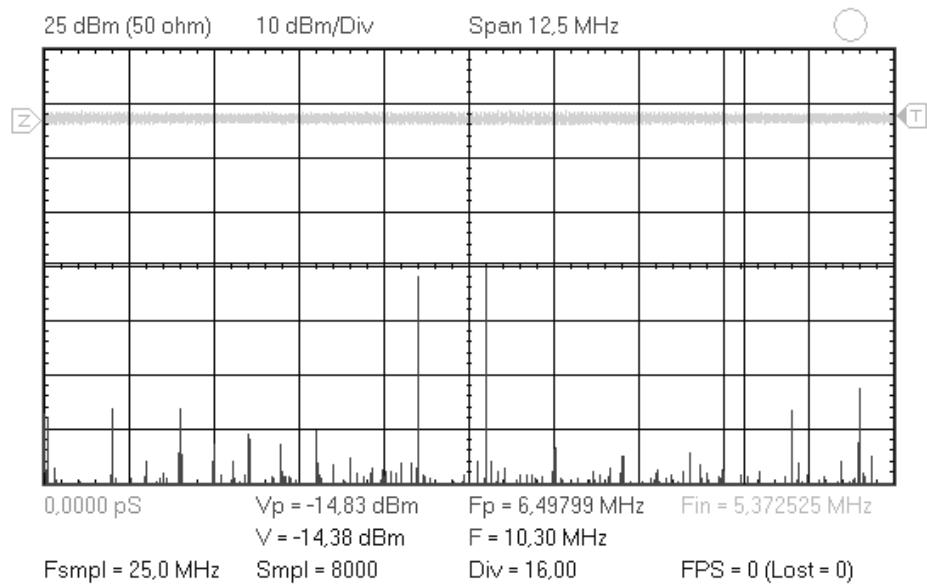


Рис. 7. Спектрограмма (сигнал, отфильтрованный кварцевыми резонаторами)

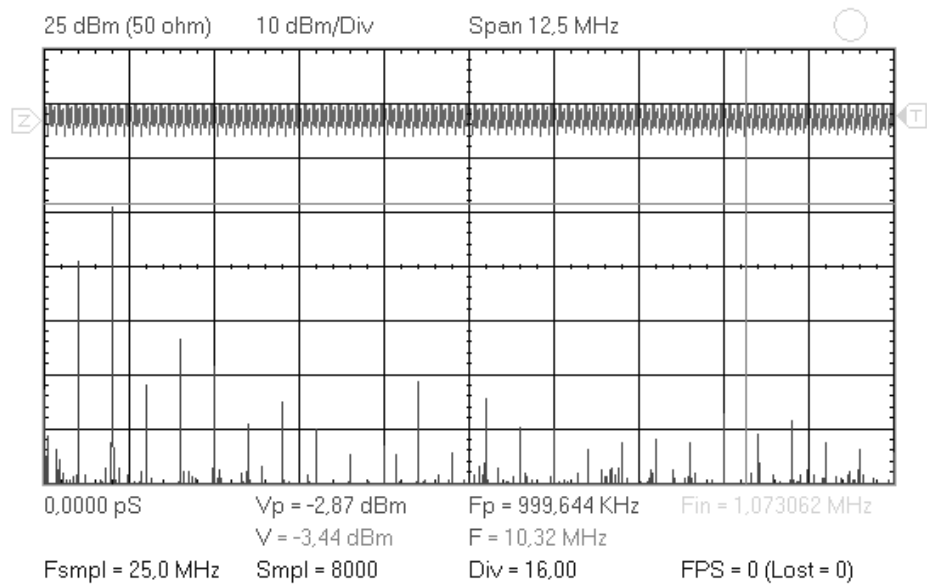


Рис. 8. Спектрограмма (сигнал на выходе ФНЧ)

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, реализующего способ приема с частотным разносом (см. рис. 9). 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.

В передатчике (ПРД) радиоканала (рис. 9) 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.

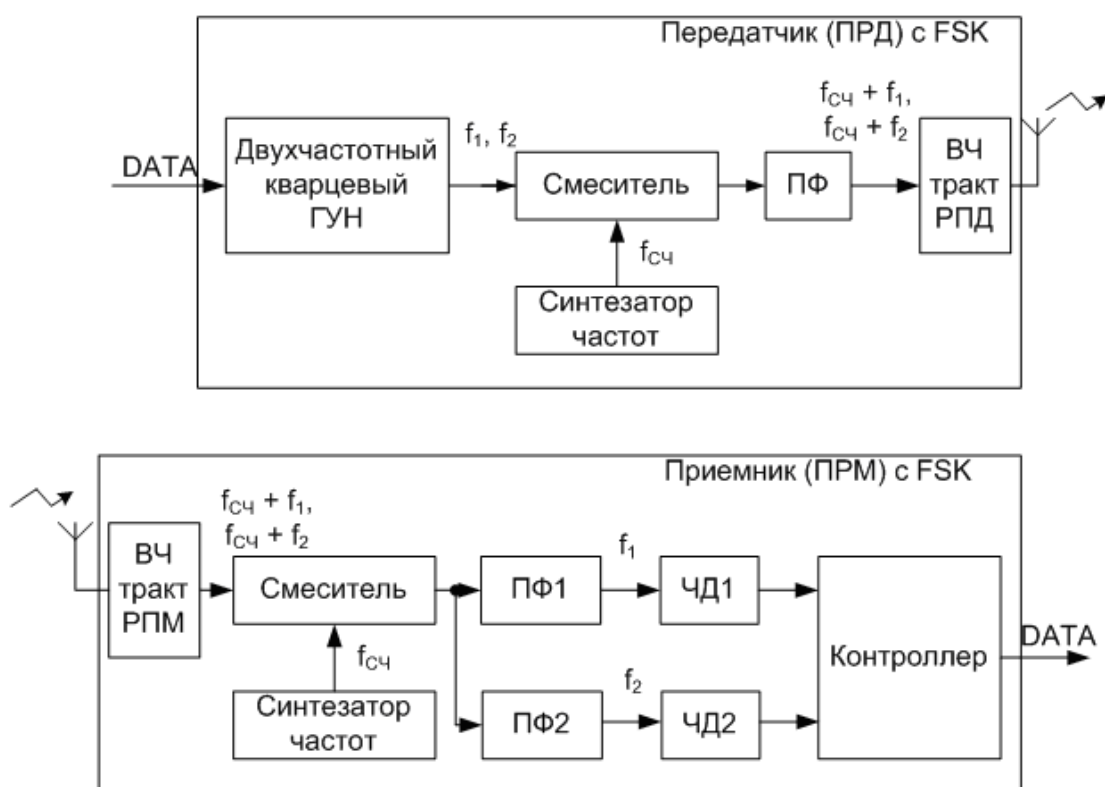


Рис. 9. Структуры передачи и приема с частотным разносом

Передатчик на рис. 9 содержит формирователь FSK сигнала прямым способом с использованием ГУН. На рис. 10 показан фрагмент передатчика с формирователем FSK сигнала косвенным способом двумя фазовыми модуляторами FSK и неуправляемым двухчастотным кварцевым генератором.

В трактах с передатчиками (см. рис. 9, 10) 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).

В трактах с передатчиками (рис. 9, 10) могут быть использованы двухчастотные кварцевые ГУН (см. рис. 11) и неуправляемый (опорный) двухчастотный кварцевый генератор (рис. 12). 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. 5 – 7).

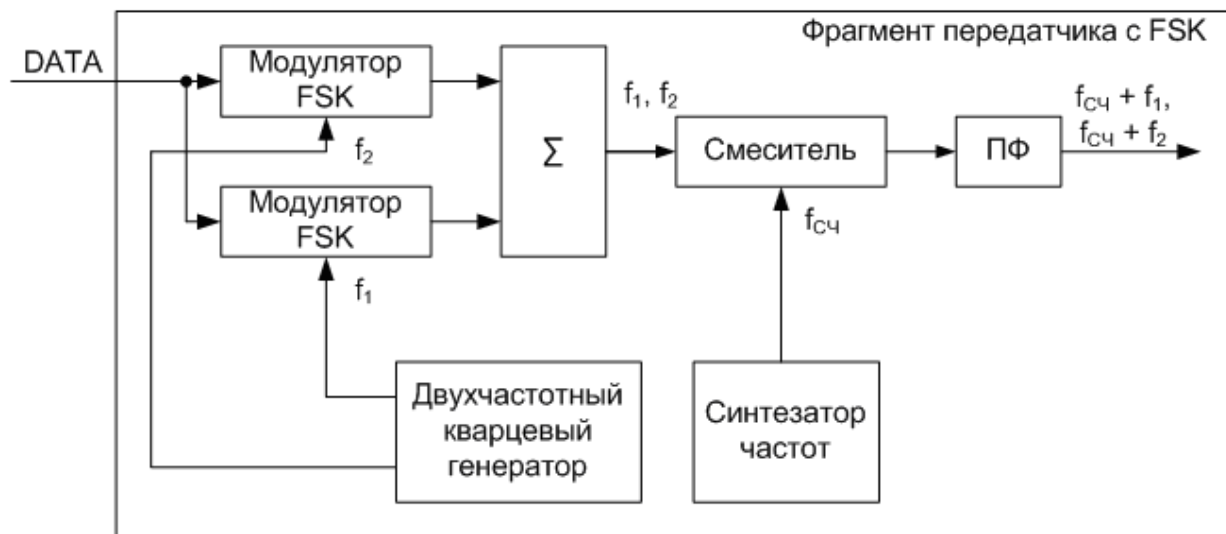


Рис. 10. Структура фрагмента передатчика с формирователем FSK сигнала

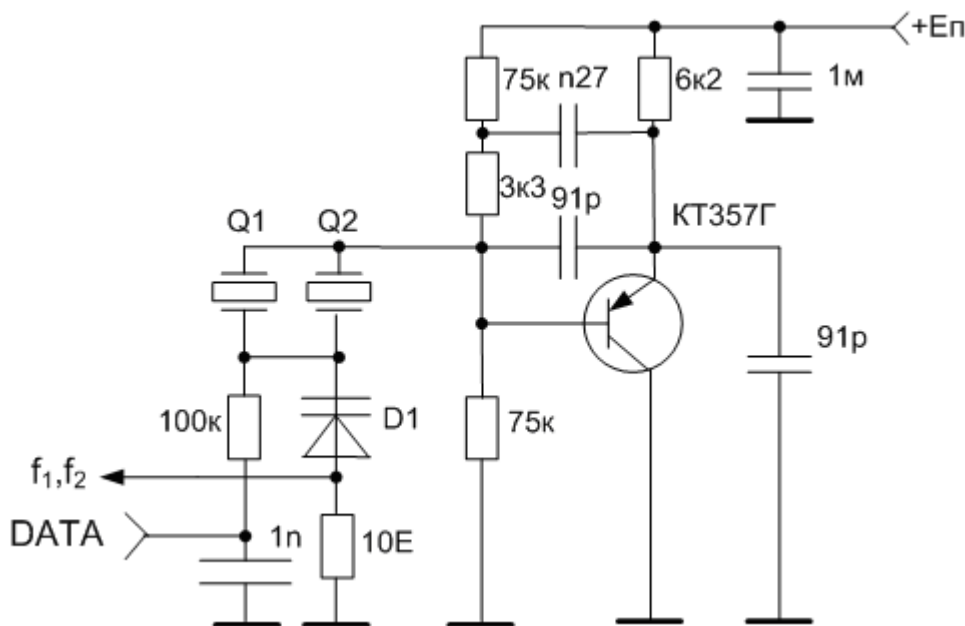


Рис. 11. Генератор, управляемый напряжением

В этих генераторах обеспечивается коэффициент взаимосвязи вариаций кварцованных 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  $E_y = 0B$  до  $E_y = E_n = 9B$  частоты  $f_1$  и  $f_2$  изменялись в одну сторону примерно на  $3 \text{ кГц}$ , а разностная частота изменялась на величину не превышающую  $10 \text{ Гц}$ .



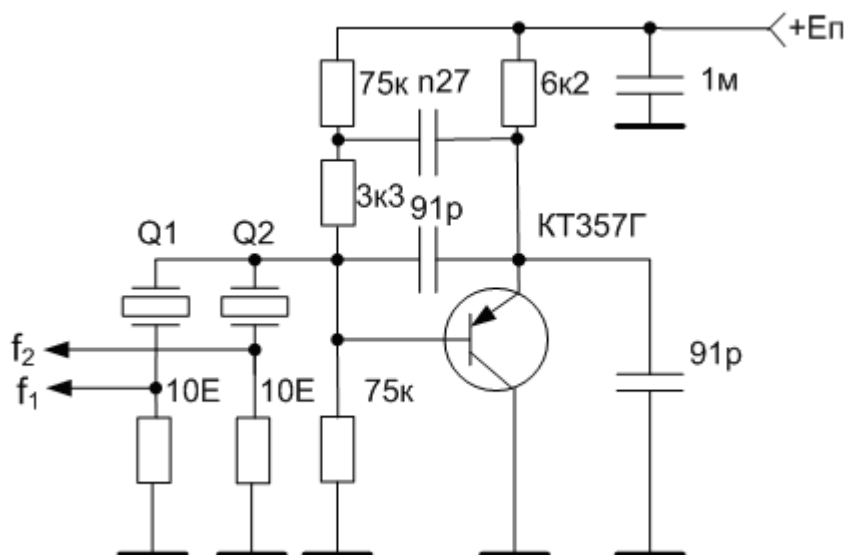


Рис. 12. Двухчастотный кварцевый генератор

### 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, наприме, ФАПЧ [7].

Основными функциональными блоками ЦВС являются: аккумулятор фазы (АФ), преобразователь фаза-амплитуда (ПФА) и ЦАП. ЦВС содержит также устройство памяти (П), служащее для хранения параметров синтезируемого сигнала, таких как частота, фаза, амплитуда и др. В каждом такте опорной частоты АФ увеличивает свое значение на величину, записанную в ячейку памяти, которую обычно называют приращением фазы. В результате, величина фазы в АФ линейно увеличивается со временем. Затем вычисленная таким образом в каждом такте величина фазы преобразуется в значение амплитуды. В принципе, данное преобразование может быть произвольным и зависит от приложения. В наиболее распространенном на практике случае, для синтеза гармонических колебаний, вычисляется синус текущего значения фазы. Результат вычисления подается на вход ЦАП (см. рис. 13).

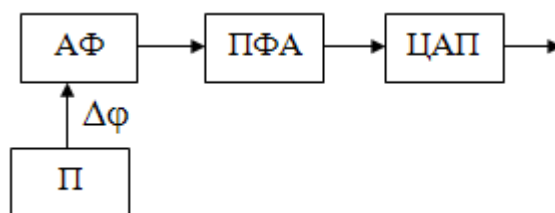


Рис. 13. Структура ЦВС

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 (от нуля до сотен МГц) при одновременно очень малым шагом перестройки (сотые доли герца).
- 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. 14 приведена схема генерации сигналов-триплет с помощью двух DDS AD9834 и нелинейного четырехполюсника. Поступающий на вход FSEL сигнал устанавливает соответствующие частоты генератора. Так при поступлении «0»  $f_{01} = 490 \text{ Гц}$ ,  $f_{02} = 710 \text{ Гц}$ , где  $f_{01}, f_{02}$  – частоты на выходе синтезаторов DDS1 и DDS2 соответственно; при поступлении «1»  $f_{11} = 490 \text{ Гц}$ ,  $f_{12} = 710 \text{ Гц}$ . С помощью нелинейного четырехполюсника формируются требуемые частотные связи в сигналах-триплетах.

На рис. 15 и 16 приведены спектрограммы сигналов-триплет, соответствующие символам «0» и «1» и выбранным частотам.

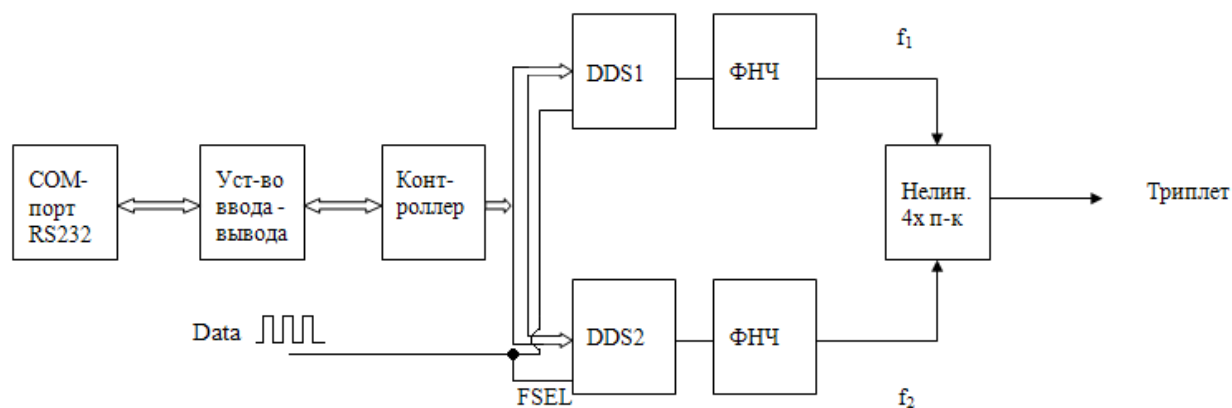


Рис. 14. Схема генерации сигналов-триплет

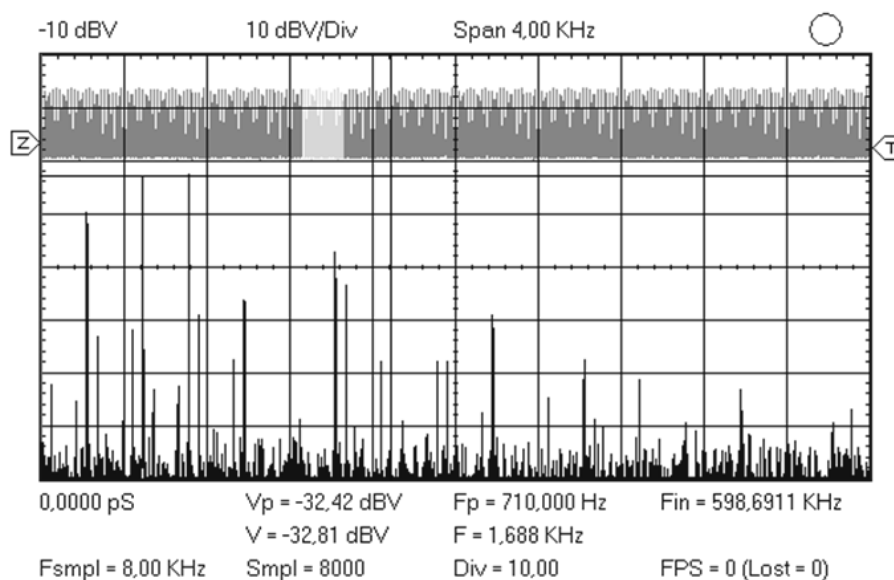


Рис. 15. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «0»

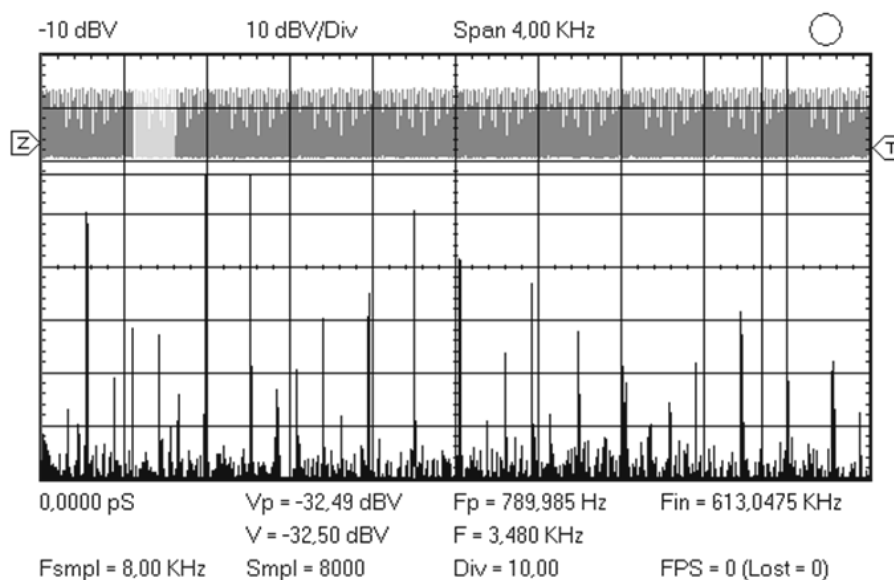


Рис. 16. Спектрограмма сигнала-триплета, соответствующего «1»

На спектрограммах (см. рис. 15, 16) показаны амплитудные спектры 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, формируемых с помощью двух DDS AD9834 и нелинейного четырехполосника (шаг на горизонтальной оси равен  $1,25 \text{ МГц}$ , по вертикальной оси –  $10 \text{ дБ}$ ). Составляющие спектра частот  $f_1$ ,  $f_2$  и  $f_{комб} = f_1 - f_2 = f_p$  превышают по амплитуде примерно на  $10 \text{ дБ}$  вклады других комбинационных составляющих многочастотного спектра  $f_{комб}$ .

### 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 необхо-

димости увеличения которого с помощью включения в схему построечных 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.

**Список литературы:** 1. *Зеленский, А.А.* Биспектральный анализ в приложении к цифровой обработке сигналов / А.А. Зеленский, В.В. Лукин, А.В. Тоцкий // Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях. – Москва : ФИЗМАТЛИТ, 2007. – С. 92-173. 2. *Nikias, C.L., Raghuvеer, M.R.* Bispectral estimation: A digital signal processing framework / C.L. Nikias, M.R. Raghuvеer // Proc. IEEE, Vol. 75, No. 7, 1987, 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. 2-е изд. ; Пер. с англ. / Б. Скляр. – М. : Изд. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с. 5. *Тоцкий, А.В.* Способ повышения помехоустойчивости цифровой системы связи на основе биспектрально-организованной модуляции / А.В. Тоцкий, В.В. Науменко // Радиоэлектронные и компьютерные системы. – 2010. – №2 (43). – С. 27-32. 6. *Зеленский, А.А., Солодовник, В.Ф., Шевелев, В.А.* Многочастотные кварцевые генераторы : учеб. пособие по курсовому и дипломному проектированию. – Харьков : ХАИ, 1999. – 128 с. 7. [Электронный ресурс] – Режим доступа: [http://ru.wikipedia.org/wiki/Direct\\_Digital\\_Synthesizer](http://ru.wikipedia.org/wiki/Direct_Digital_Synthesizer). – 12.11.2011г.

*Национальный аэрокосмический университет  
им. Н.Е.Жуковского «ХАИ»*

*Поступила в редколлегию 09.02.2012*