

УДК 621.396.967

Н.П. Кандырин

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

ФОРМИРОВАТЕЛЬ МНОГОЧАСТОТНОГО СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ АКУСТООПТИЧЕСКИМИ ФИЛЬТРАМИ

В статье предложена и обоснована схема формирователя многочастотного сигнала на основе прямых цифровых синтезаторов. Приведены результаты расчетов на ЭВМ шумовых характеристик любой из составляющих частот многочастотного сигнала.

Ключевые слова: многочастотный сигнал, несущая частота, спектр, метод, ЦСС.

Введение

Постановка проблемы. Акустооптические фильтры (АОФ) представляются чрезвычайно перспективными в мультиспектральных информационных каналах оптоволоконных систем связи и в устройствах коммутации телекоммуникационных сетей [1-3], поскольку перестраиваемые АОФ обладают широкими функциональными возможностями: малыми оптическими потерями, значительным числом перекрываемых спектральных каналов и высоким быстродействием.

Технология перестраиваемых акустооптических фильтров, используемая в спектроскопии и визуализации изображений, предназначена для выбора каналов с широким спектром. Для каждого выбранного канала используется своя полоса акустооптического фильтра.

Управление выбором канала и полосой акустооптического фильтра можно осуществлять с помощью цифровых синтезаторов сигналов (DDS), разрешение которых по частоте составляет 1 Гц и менее, что позволяет обеспечить высокую точность и селективность оптического канала.

Другим преимуществом цифрового синтезатора является высокая скорость перестройки задающей частоты, что обеспечивает быструю перестройку акустооптического фильтра с одного канала на другой.

Существующие до настоящего времени подобные формирователи многочастотных сигналов (МЧС) отличаются большими массогабаритными размерами, большим энергопотреблением и невозможностью быстро и гибко менять параметры формируемых сигналов в широких пределах.

Целью статьи является разработка предложенной по проектированию формирователя многочастотного сигнала (ФМЧС) на основе цифровых синтезаторов сигналов (DDS) с малыми фазовыми шумами, что особенно важно при управлении акустооптическими фильтрами.

Основной материал

На сегодняшний день существует несколько методов формирования многочастотных сигналов на основе прямых цифровых синтезаторов сигналов [4, 5]. Рассмотрим два из них, как наиболее доступных и оптимальных с точки зрения формируемых параметров и массогабаритных размеров. Структурная схема первого варианта построения формирователя МЧС сигнала, предложенного в [6], приведена на рис. 1.

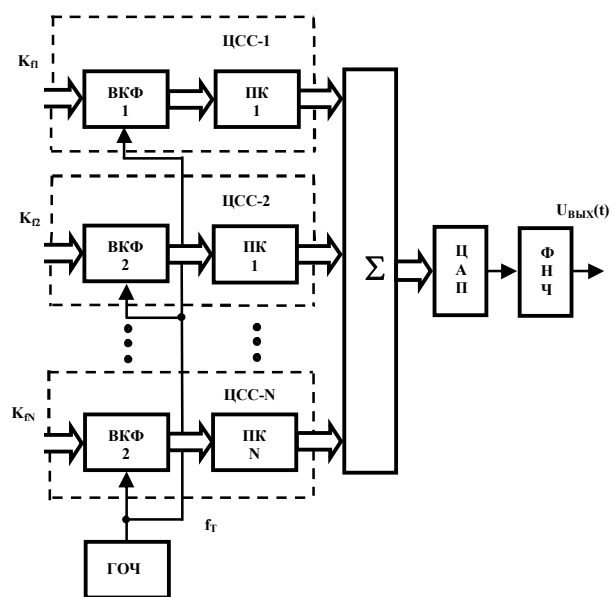


Рис. 1. Структурная схема формирователя МЧС сигнала с цифровым суммированием моно сигналов

Здесь предлагается осуществлять суммирование кодов моносигналов сразу после преобразователей кодов, т.е. в цифровом виде. Принцип действия ФМЧС (рис.1) основан на одновременном вычислении кодов выборок N колебаний и последующем цифровом суммировании этих выборок в сумматоре кодов для формирования выходного МЧС. Выходной сигнал ФМЧС $U_{\text{вых}}(t)$ представляет собой сумму гармонических функций, например, синусоид единичной амплитуды:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{i=1}^N U_{\text{ВЫХ}}(t) = \sum_{i=1}^N \sin(2\pi F_i t + \phi_{0i}), \quad (1)$$

где t – текущее время, соответствующее моментам nT_T ($n = 1, 2, \dots$); $i = 1, N$ – номер функции; F_i и ϕ_{0i} – соответственно синтезируемая частота, и начальная фаза i -й функции.

Частоты F_i произвольны, т. е. не связаны между собой какими-либо соотношениями и задаются на шинах кодами $K_{f_1}, K_{f_2}, \dots, K_{f_N}$ начальной установки синтезируемых частот F_1, F_2, \dots, F_N . Цифровые вычислители кодов фазы ВКФ-1, ВКФ-2, ..., ВКФ-N по тактовым импульсам, поступающим от генератора опорных частот (ГОЧ) с тактовой частотой дискретизации f_T , формируют на своих выходах коды, соответствующие текущей фазе синтезируемого колебания, в дискретные моменты времени согласно выражения

$$\phi_i = 2F_i t + \phi_{0i}, \quad (2)$$

где $F_i = K_i f_0 / R$, а K_i – код синтезируемой частоты; R – емкость ВКФ.

Преобразователи кода фазы ПК-1, ПК-2, ..., ПК-N преобразуют коды текущей фазы $\phi_{i\text{ш}} = (nT_T)$ в коды выборки синусоиды $\sin[\phi_i(nT_T)]$.

Сумматор кодов в каждый тактовый момент времени nT_T вычисляет сумму кодов выборок N синусоид и формирует на выходе коды $K(nT_T)$, соответствующие выборкам суммарного сигнала в фиксированные (тактовые) моменты времени.

Сигнал на выходе ЦАП представляет собой ступенчатую аппроксимацию функции $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ с периодом дискретизации T_T . Фильтр нижних частот отделяет побочные компоненты спектра, связанные с дискретизацией.

Сумматор кодов с N информационными входами выполнен по каскадной схеме [6] в виде $\log_2 N$ суммирующих блоков, каждый из которых построен на $N/2^r$ сумматорах и $N/2^r$ регистрах памяти, где r – номер суммирующего блока.

Формирователь, за исключением выходного фильтра нижних частот предложено реализовать: ЦСС-1, ЦСС-2, ..., ЦСС-N на БИС ЦСС "Урга-2С"; сумматор кодов на логических элементах и сумматорах ИМС серии 1533. Однако такие ЦСС работают с тактовыми частотами до (10 – 15) МГц.

В настоящее время синтезаторы подобного типа, без внутреннего ЦАП (NCO), производят фирмы Intersil и Quilcom с тактовыми частотами 30...130 МГц, что для формирования частот в диапазоне 40...110 МГц недостаточно.

Другой метод формирования МЧС сигнала подразумевает суммирование аналоговых моно сигналов

уже после ЦАП (рис. 2). Суммирование N частот традиционно осуществляется с помощью операционных усилителей (ОУ), включенных каскадно [7]. Однако, в этом случае качественное (без потери информации, заложенной в амплитуде и фазе МЧС) суммирование можно осуществить только при следующих условиях: во-первых, параметры ОУ и активных элементов схемы суммирования должны быть очень точно подобраны [8], и, во-вторых, передаточные (амплитудные, частотные и фазовые) характеристики аналоговых устройств ЦСС должны быть идентичны.

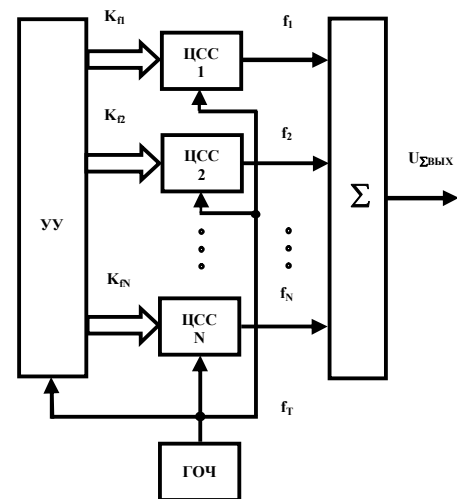


Рис. 2. Структурная схема ФМЧС с аналоговым суммированием моно сигналов

В качестве генератора гармонических сигналов предлагается использовать многоканальный цифровой синтезатор частот AD9959 производства фирмы Analog Devices, содержащий четыре независимых программируемых канала [9]. На рис. 3 приведена структурная схема такого синтезатора.

В коммуникационных системах от генератора частот требуется быстрая перестройка частоты, низкий уровень фазового шума и гармоник, в сочетании с высоким разрешением по частоте и хорошим спектром сигнала.

Рассмотрим подробнее характеристики этого высокочастотного синтезатора, максимальная тактовая частота которого составляет 500 МГц. В синтезаторе встроен множитель тактовой частоты, построенный на основе системы ФАПЧ, с коэффициентом умножения от 4 до 20.

Основной особенностью синтезатора AD9959 является наличие четырех синхронных каналов цифрового синтеза, в каждом из которых можно автономно задать частоту, фазу и амплитуду выходного сигнала. Переходное затухание между каналами во всем диапазоне частот составляет не менее 75 дБ. В синтезаторе предусмотрен режим линейной перестройки частоты, фазы и амплитуды сигнала, что позволяет сформировать частотно, фазо или амплитудно-манипулированные сигналы.

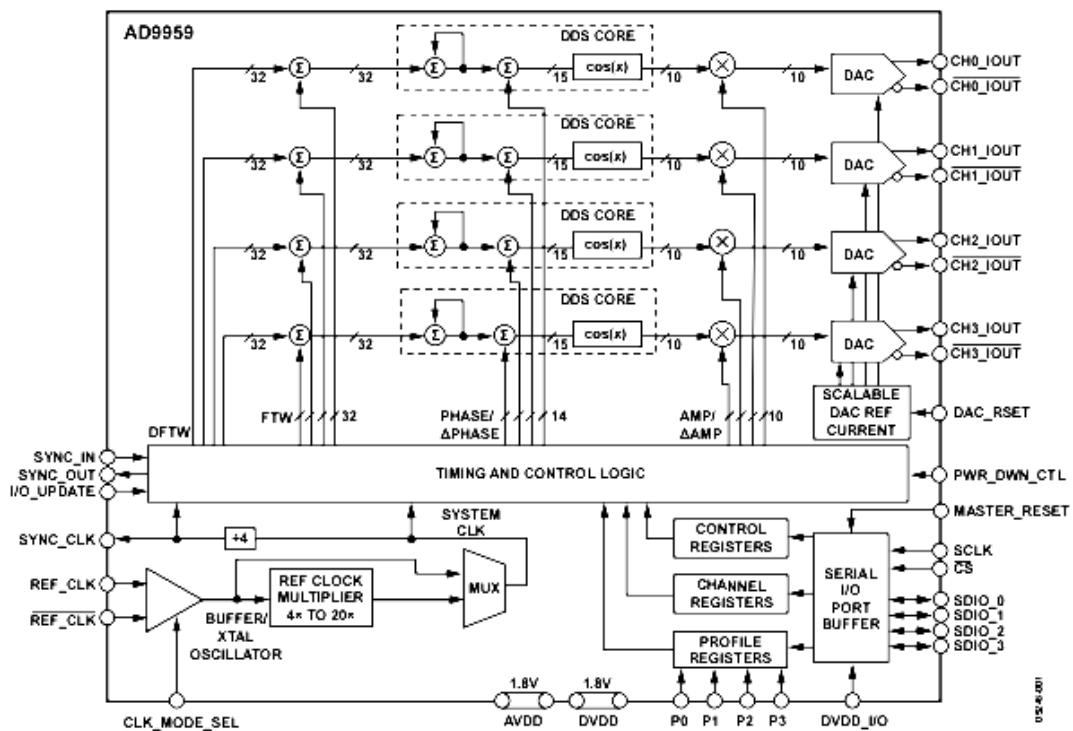


Рис. 3. Структурная схема синтезатора AD9959

Программирование максимального тока выходных 10 – разрядных ЦАП осуществляется независимо. Разрешение по частоте определяется 32 – разрядным кодом, а по фазе – 16 – разрядным. Пропускная способность входного порта (I/O Port) с интерфейсом SPI составляет 800 Мбит/с.

В синтезаторе AD9959 независимые каналы синхронизированы с помощью общего задающего генератора, что позволяет избежать сложностей, связанных с синхронизацией нескольких синтезаторов частот. Программируемый контроль каналов позволяет корректировать фазовый сдвиг, который возникает во внешних аналоговых цепях, таких как цепи фильтрации, усиления, а также компенсировать задержки, вносимые проводниками печатной платы. Данный синтезатор отличается низким энергопотреблением – менее 165мВт на канал.

Выходная частота синтезатора может быть рассчитана по формуле

$$f_0 = \frac{K \cdot f_T}{2^N}, \quad (3)$$

где K - код синтезируемой частоты, для которого выполняется условие $0 \leq K \leq 2^N$, f_T - тактовая частота, $N = 2^{32}$ - емкость фазового аккумулятора.

Регулировка амплитуды выходного сигнала осуществляется с помощью цифровых 10 – разрядных множителей, выходной код которых подается на входы данных ЦАП.

Спектр сигнала, измеренный на выходе AD9959 при тактовой частоте 500 МГц и частоте выходного сигнала 75 МГц, приведен на рис. 4.

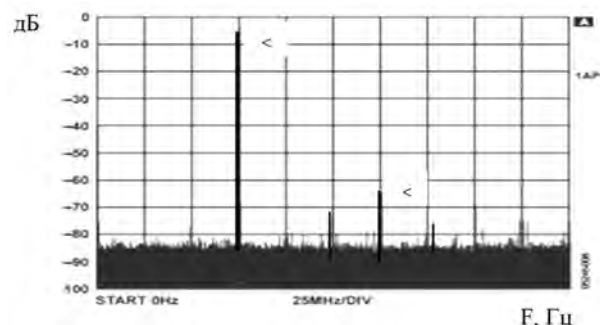


Рис. 4. Спектр сигнала на выходе AD9959

Как следует из рисунка, уровень второй гармоники не превышает -60 дБ, а уровень комбинационных искажений -70 дБ.

Уровень фазового шума в таких синтезаторах напрямую зависит от коэффициента умножения встроенного умножителя тактовой частоты. На рис.5 приведены экспериментальные уровни фазовых шумов для различных значений выходных частот при выключенном умножителе (рис. 5, а) и включенном умножителе тактовой частоты, с коэффициентом умножения равном 5 (рис. 5, б). Как следует из графиков, умножение тактовой частоты в 5 раз приводит к увеличению уровня фазового шума на 10...12 дБ и т.д.

При проектировании ФМЧС будем пользоваться методикой из [10], с помощью которой мы можем рассчитать фазовые шумы для любой другой синтезируемой частоты заданного диапазона.

Согласно [10] спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых шумов выходного сигнала DDS записывается в виде

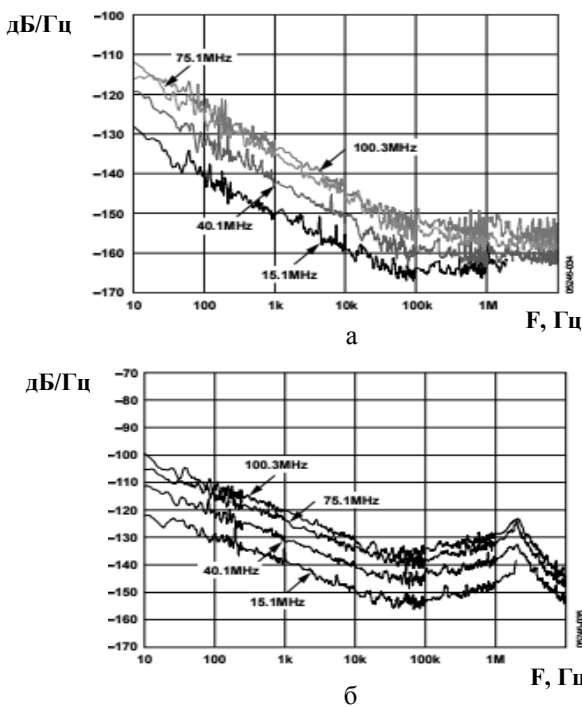


Рис. 5. Графики зависимости уровня фазового шума от частоты выходного сигнала без умножения тактовой частоты (а) и при умножении на 5 (б)

$$S_{\text{вых}}(F) = K_{\text{ЦСС}}^2 S_{\text{ФАПЧ}}(F) + S_{\text{ЦСС}}(F), \quad (4)$$

где $S_{\text{ФАПЧ}}(F)$ - спектральная плотность фазовых шумов сигнала на выходе системы ИФАПЧ, $S_{\text{ЦСС}}(F)$ - собственные шумы ЦСС,

$K_{\text{ЦСС}}^2 = (f_{\text{вых}}/f_T)^2$ - коэффициент передачи входного шума ЦСС,

$f_{\text{вых}}$ - частота выходного сигнала ЦСС,

f_T - тактовая частота.

Для СПМ фазовых шумов выходного сигнала системы ФАПЧ воспользуемся выражениями, полученными в [11-13]

$$S_{\text{ЦСС}}(F) = \left(\frac{f_{\text{вых}}}{f_T}\right)^2 \cdot \left(\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4}\right) + 10^{k_3} + 2^{-2N-0,59} \left(f_{\text{вых}}/f_T^2\right); \quad (5)$$

$$S_{\text{ФАПЧ}}(F) = \left[S_{\text{ГОЧ}}(F)/N^2 + (S_{\text{ДФКД}}(F) + S_{\text{ДПКД}}(F) + S_{\text{ИФД}}(F)/E_{\text{ИФД}}^2) \right] \times N^2 \cdot |H_{31}(F)|^2 + S_{\text{ГУН}}(F) \cdot |H_{32}(F)|^2, \quad (6)$$

где $S_{\text{ГОЧ}}(F)$, $S_{\text{ДФКД}}(F)$, $S_{\text{ДПКД}}(F)$, $S_{\text{ИФД}}(F)$, $S_{\text{ГУН}}(F)$ – СПМ фазовых шумов генератора опорной частоты ГОЧ, делителей частоты ДФКД и ДПКД, импульсно-фазового детектора ИФД, генератора управляемого напряжением ГУН.

Для примера, рассчитаем фазовые шумы для тех же частот что были приведены в [6] графики которых показаны на рис.5. Коэффициенты аппроксимации k_i СПМ фазовых шумов рассчитаны согласно [14] для AD9959 равны

$$k_1 = -9.0, \quad k_2 = -8.3, \\ k_3 = -17.8, \quad k_4 = -14.8.$$

На рис. 6 показаны зависимости фазовых шумов рассчитанных по [10] для тех же частот, для которых были сняты экспериментальные зависимости на рис. 5.

Из анализа графиков рис. 5 и 6 видно, что кривые зависимостей практически совпадают, это подтверждает тот факт, что фазовые шумы можно рассчитывать заранее для любых других частот еще на этапе проектирования.

Применение внутреннего умножителя тактовой частоты в DDS позволяет использовать для их тактирования низкочастотные кварцевые генераторы.

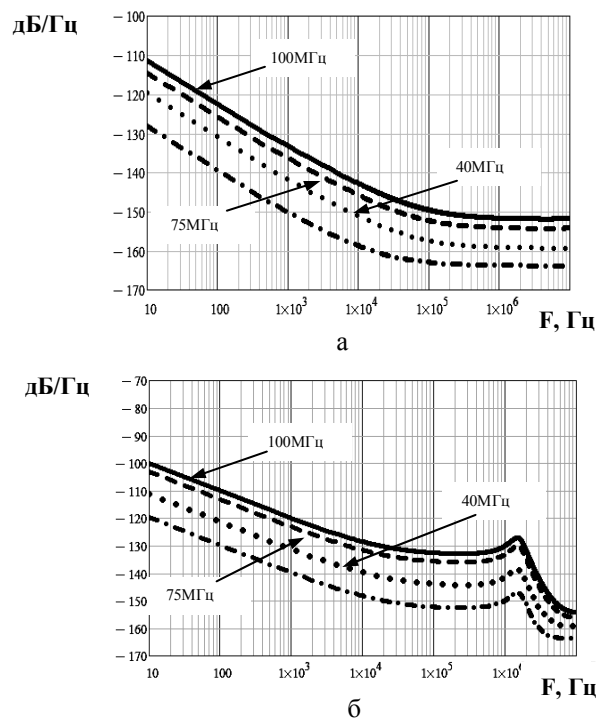


Рис. 6. Графики зависимости уровня фазового шума от частоты выходного сигнала без умножения тактовой частоты (а) и при ее умножении на 5 (б), рассчитанные по методике [10]

Однако с ростом коэффициента умножения тактовой частоты пропорционально растут и фазовые шумы формирователя в целом. Для их уменьшения необходимо использовать более высокочастотные ГОЧ. На сегодняшний день имеются термостатированные кварцевые генераторы (типа МОХО-100 и др.) на частоты 100 МГц с фазовыми шумами порядка минус 175 дБ/Гц при частоте отстройки в 10 кГц, которые и будем использовать в дальнейшем.

Обобщенная структурная схема предлагаемого макета для исследования характеристик АОФ приведена на рис. 7.

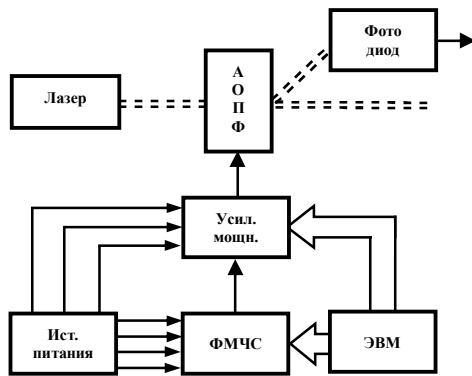


Рис. 7. Структурная схема экспериментального макета для исследования характеристик АОФ фильтра

Формирователь ФМЧС управляется через последовательный цифровой интерфейс от ЭВМ. Контролируются следующие параметры: частота сигнала и его мощность, подаваемая на АОФ.

Усилитель мощности выполнен на сверхбыстродействующем операционном усилителе (типа LM7171) с обратной связью по напряжению и схеме двухтактного транзисторного усилителя мощности. Регулировка мощности сигнала выполнена на базе микросхемы цифрового потенциометра (типа MCP41010), которая управляется микроконтроллером по интерфейсу SPI от ЭВМ.

Согласно [4] на выходе сумматора, а затем и усилителя формируется выходной сигнал $U_{\text{вых}}(t)$, равный сумме сигналов ЦСС $U_i(t)$

$$U_{\text{вых}}(t) = \sum_{i=1}^n U_i(t). \quad (7)$$

Согласно теореме о сумме спектров для суммы колебаний (7) справедливо следующее выражение:

$$G_{\text{вых}}(f) = \sum_{i=1}^n G_i(f). \quad (8)$$

На рис. 8, а показан рассчитанный на ЭВМ суммарный сигнал восьми гармоник для управления АОФ, а на рис.8, б, в, г их амплитудно-частотные спектры при различных расстройках частот. Так как все ЦСС_i синхронизируются от одного опорного генератора с частотой f_r , а емкости R накопителей кодов ЦСС в ФМЧС (рис. 2) выбраны одинаковыми, то паразитные спектральные составляющие спектров будут «накладываться» друг на друга. Эти «наложения» хорошо видны на рис.8, б, в, г, особенно их уровень возрастает с ростом синтезируемой частоты и уменьшением расстройки между ними.

Нагрузкой «Усилителя мощности» является АОФ, а точнее его пьезоэлектрический преобразователь. Акустооптический фильтр изображен на рис.9.

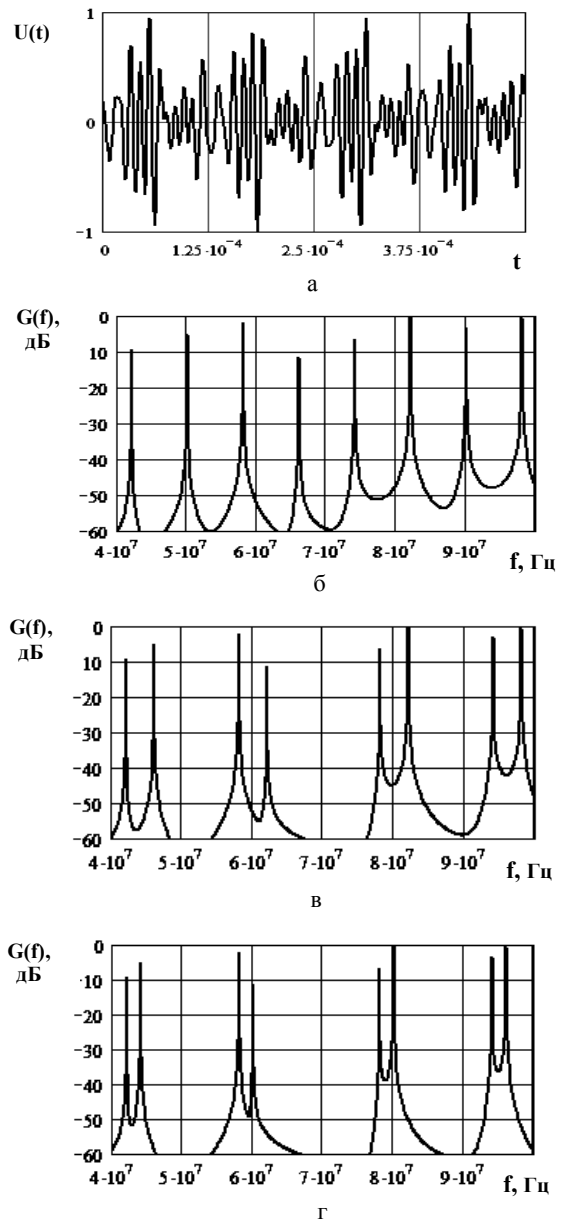


Рис. 8. Суммарный сигнал гармоник и их спектр

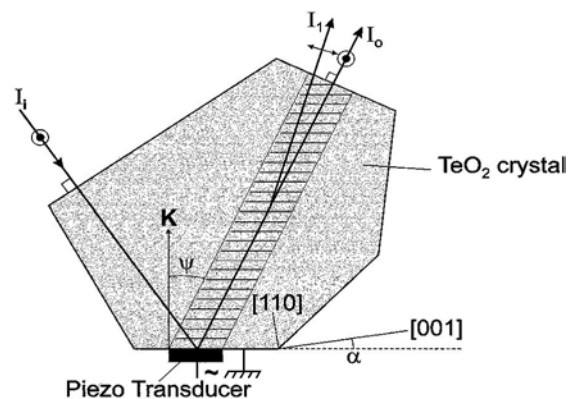


Рис. 9. Акустооптический фильтр

В качестве материала фильтра часто используется кристаллическая двуокись теллура (парателлурит TeO_2).

Это тетрагональный кристалл группы 422 белого цвета, прозрачный в диапазоне 0.35-5 мкм, отличается высокими акустооптическими характеристиками.

К одной из граней кристалла присоединен пьезоэлектрический преобразователь.

Акустическая волна в кристалле возбуждается при помощи пьезоэлектрического преобразователя, на который подается перестраиваемый сигнал высокой частоты (порядка 10 - 200 МГц, при мощности, как правило, не превышающей нескольких ватт).

Выводы

Предложенная схема ФМЧС на основе DDS для управления АОФ позволяет формировать сигналы с любым количеством частотных составляющих в диапазоне 10 - 200 МГц.

Результаты математического моделирования таких сигналов позволили сделать следующие выводы:

1. При больших расстройках между частотами ($\Delta K \geq 10$) спектр сигнала ФМЧС представляет собой сумму спектров моносигналов, т.е. имеет вид, показанный на рис. 5, б. В этом случае максимальный уровень побочных составляющих составляет $P = -48$ дБ.

2. При малых расстройках между частотами ($\Delta K = 4$) происходит «наложение» спектров побочных составляющих еще сильнее в результате уровень P снижается с -48 дБ до -42 дБ, а при $\Delta K = 2$ снижается до -36 дБ.

3. Фазовые шумы при этом находятся в пределах минус (145 - 160) дБ/Гц при отстройке 10кГц без умножения тактовой частоты и минус (130 - 150) дБ/Гц при умножении тактовой частоты на 5.

Список литературы

1. Sapriel J., Charissoux D., Voloshinov V.B., Molchanov V., Ya. J. *Lightwave Tech.*, 20 (5), 892 (2002).
2. Магдич Л.Н. *Акустооптические устройства и их применение* / Л.Н. Магдич, В.Я. Молчанов. – М.: Сов. радио, 1978. – 240 с.

3. / Балакиши В.И. *Физические основы акустооптики* / В.И. Балакиши, В.Н. Парыгин, П.Е. Чирков. – М.: Радио и связь, 1985. – 380 с.

4. Кандырин Н.П. *Цифровое формирование многочастотных сигналов в радиолокации и медицине* / Н.П. Кандырин // *Системы обробки інформації*. – Х.: XV ПС, 2014. – Вып. 1(117). – С. 26-29.

5. Аиуткин Э.М. *Исследование спектральных характеристик формирователей многочастотных сигналов* / Э.М. Аиуткин, В.С. Станков, Н.П. Ямпури // *Специальная техника средств связи. Серия Техника радиосвязи*. Вып. 2. – Нижний Новгород, 1991. – С. 59-63.

6. Патент № 2030092 (РФ). *Цифровой синтезатор частот* / Ямпури Н.П., Станков В.С., Сучкова А.Б., Токарева В.П. – Заявл. 25.02.91, опубл. 27.02.95. – Бюл. № 6, 1995.

7. Нестеренко Б.К. *Интегральные операционные усилители. Справочное пособие по применению* / Б.К. Нестеренко. – М.: Энергоиздат, 1982. – 260 с.

8. Ленк Дж. *Руководство для пользователей операционных усилителей* / Дж. Ленк. – М.: Связь, 1978. – 312 с.

9. *Сайт analog.com [Электронный ресурс]*. – Режим доступа к материалу сайта: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9959.pdf.

10. Кандырин Н.П. *Анализ фазовых шумов комбинированных синтезаторов сигналов* / Н.П. Кандырин // *Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил*. – Х.: ХУПС, 2014. – Вып. 3(40). – С. 63-68.

11. Kroupa V.F. *Phase Lock Loops and Frequency Synthesis* / V.F. Kroupa. – John Wiley @ Sons, Ltd, 2003. – 320 p.

12. Romashov V.V. *Research of Phase Noise of Direct Digital Synthesizers* / V.V. Romashov, L.V. Romashova, K.K. Khramov // *Proceedings of the 2011 IEEE International Siberian Conference on Control and Communications, SISIB-CON – 2011, Krasnoyarsk, Russia, September 15-16, 2011*. – P. 168-171.

13. Кандырин Н.П. *Моделирование шумовых характеристик цифровых синтезаторов сигналов* / Н.П. Кандырин // *Системы обробки інформації: збірник наукових праць*. – Х.: XV ПС, 2014. – Вып. 4 (120). – С. 7-10.

14. Ромашов В.В. *Методика расчета коэффициентов аппроксимации спектральной плотности мощности фазовых шумов цифровых вычислительных синтезаторов* / В.В. Ромашов, Л.В. Ромашова // *Радиотехнические и телекоммуникационные системы*. – 2012. – № 1. – С. 24-27.

Поступила в редколлегию 23. 11. 2015

Рецензент: д-р техн. наук, проф. О.И. Сухаревский, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ФОРМУВАЧ БАГАТОЧАСТОТНОГО СИГНАЛУ НА ОСНОВІ ПРЯМОГО ЦИФРОВОГО СИНТЕЗАТОРА ДЛЯ УПРАВЛІННЯ АКУСТООПТИЧНИМИ ФІЛЬТРАМИ

М.П. Кандирін

У статті запропонована і обґрунтована схема формувача багаточастотного сигналу на основі прямих цифрових синтезаторів. Приведені результати розрахунків на ЕОМ шумових характеристик будь-якої із складових частот багаточастотного сигналу.

Ключові слова: багаточастотний сигнал, несуча частота, спектр, метод, ЦСС.

RESHAPER OF MULTIFREQUENCY SIGNAL ON BASIS OF DIRECT DIGITAL SYNTHESIZER FOR MANAGEMENT BY ACOUSTO-OPTICAL FILTERS

N.P. Kandyrin

In the article the chart of reshapener of multifrequency signal offers and reasonable on the basis of direct digital synthesizers. Results over of calculations are brought on PC of noise descriptions of any of making frequencies of multifrequency signal.

Keywords: multifrequency signal, bearing frequency, spectrum, method, DDS.