

# Зв'язок, радіотехніка, радіолокація, акустика та навігація

УДК 621.396.967

Н.П. Кандырин

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

## ШУМЫ КВАНТОВАНИЯ В ЦИФРОВЫХ СИНТЕЗАТОРАХ СИГНАЛОВ И СПОСОБЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

*Рассмотрены методы дискретного приближения линейного закона модуляции при использовании метода прямого цифрового синтеза. Приведен анализ составляющих шума при формировании его методом прямого цифрового синтеза из-за дрожания фазы синхросигнала, усечения кода фазы, конечной разрядности ЦАП. Показано, что в современных устройствах прямого цифрового синтеза шумы синтезируемого сигнала определяются в основном разрядностью ЦАП. Приведены расчетные данные зависимостей шумов от квантования фазы и амплитуды в синусоидальном сигнале, а также – с линейной частотной модуляцией при дискретной аппроксимации в нем закона изменения частоты.*

**Ключевые слова:** метод прямого цифрового синтеза, ЦСС, спектральная плотность мощности, фазовые шумы.

### Введение

#### Постановка проблемы и анализ публикаций.

Современные системы радиолокации, радионавигации, связи и другие различные радиосистемы в основном используют цифровые синтезаторы сигналов (ЦСС) и цифровые методы обработки. Особое место занимает метод прямого цифрового синтеза сигналов (DDS – direct digital synthesis), предложенный еще в 1971 году [1].

DDS уникальны своей цифровой определенностью: генерируемый ими сигнал синтезируется со свойственной цифровым системам точностью. Частота, амплитуда и фаза сигнала в любой момент времени точно известны и подконтрольны. DDS практически не подвержены температурному дрейфу и старению. Единственным элементом, который подвержен как всякая аналоговая схема нестабильностям, является ЦАП. Поэтому в последнее время DDS вытесняют обычные аналоговые синтезаторы частот.

DDS широко применяются в различной радиоаппаратуре благодаря ряду достоинств: высокое частотное разрешение ( $10^{-1} - 10^{-6}$  Гц) при формируемой частоте в несколько сотен мегагерц, высокая скорость перехода с частоты на частоту без разрыва фазы, быстрое изменение начальной фазы колебания, стабильность частоты и фазы определяется стабильностью опорного генератора, а также малые габариты, масса и энергопотребление.

К недостаткам метода можно отнести: ограничение верхнего значения синтезируемой частоты

половиной значения тактовой частоты синхросигнала, существование отдельных побочных составляющих, обусловленных дискретным характером цифрового синтеза и округлением при вычислении фазы и амплитуды, уровень которых может быть выше, чем у синтезаторов других типов. Кроме всего прочего необходимо помнить, что незначительная мощность, потребляемая DDS, растет прямо пропорционально увеличению тактовой частоты. Поэтому синтезаторы, работающие на основе метода прямого цифрового синтеза, могут использоваться в тех случаях, когда другие методы приводят к менее выгодным техническим и экономическим решениям и особенно когда основным критерием являются массогабаритные и энергопотребляющие характеристики аппаратуры.

Большое разнообразие выпускаемых промышленностью интегральных синтезаторов прямого цифрового синтеза с дискретным переключением частоты обуславливает необходимость сопоставительного анализа их возможностей и характеристик.

Вопросы оценки качества формирования сигналов при цифровых методах рассмотрены в ряде работ, например, [2 – 4]. Разработанные в них математические модели позволяют адекватно оценивать качество сигналов при цифровых методах формирования с дискретным отсчетом напряжения и фазы [5, 6].

Однако в связи с совершенствованием технологий и появлением новой элементной базы, увеличением разрядности ЦАП до 16 и повышением тактовых частот до 3,5 ГГц повлияло на значительное

уменьшение уровня шумов квантования [7]. Все это делает DDS очень перспективными приборами для синтеза сигналов

**Целью статьи** является проведение сравнительного анализа и оценки уровня шумов квантования при прямом цифровом синтезе на современном этапе развития элементной базы.

## Изложение основного материала

В основе метода прямого цифрового синтеза лежит периодическое вычисление и построение амплитудных отсчетов функции синуса по заданному приращению фазы. Структурная схема синтезатора DDS представлена на рис. 1.

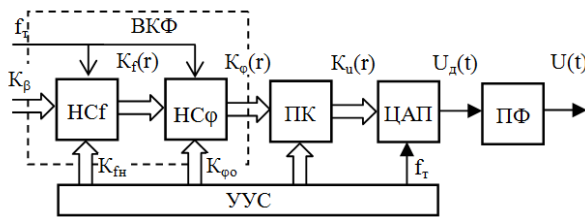


Рис. 1. Структурная схема синтезатора DDS

В рассматриваемом методе в вычислителе кодов фазы (ВКФ) синтезатора вычисляется мгновенное значение фазы

$$\varphi(rT) = K \frac{2\pi}{2^N} r, \quad (1)$$

где  $r$  – временной индекс последовательности фазовых отсчетов;

$T$  – период следования фазовых отсчетов, зависящий от тактовой частоты  $f_T$  синтезатора  $T = 1/f_T$ ;

$K$  – цифровой код приращения фазы, определяющий частоту сигнала;

$N$  – разрядность ВКФ.

При фиксированном значении  $K$  значение фазы дискретно изменяется на величину  $K \cdot 2\pi/2^N$ . За время  $(2^N/K) \cdot T$  фаза сигнала изменится на  $2\pi$ . Следовательно, частоту формируемого гармонического сигнала можно определить по формуле

$$f_c = K \cdot f_T / 2^N. \quad (2)$$

Для вычисления значения синуса используется преобразователь кодов фаза – амплитуда (ПК), где выполняется преобразование  $\varphi(rT) \rightarrow \sin(\varphi(rT))$ .

Для этого используют обычно различные алгоритмы или преобразователи кодов. Это зависит от того, какая из двух целей преследуется: увеличение точности формирования или увеличение быстродействия.

Для обеспечения высокого быстродействия приходится осуществлять усечение фазы с  $N$  до  $M$  разрядов.

Коды синусоидального сигнала преобразуются в аналоговую форму с помощью цифроаналогового преобразователя (ЦАП), число разрядов которого ограничено величиной  $L$ .

При данном цифровом методе, квантование по фазе и амплитуде, приводит к появлению в его спектре шумовых побочных составляющих [8, 9].

В общем случае выражение, описывающее синтезируемый гармонический сигнал с учетом ошибок квантования может быть записано в следующем виде

$$U(rT) = \sin\left(2\pi \cdot \frac{K}{2^N} \cdot r + e_F^{\text{КК}}(r) + e_A^{\text{КК}}(r)\right), \quad (3)$$

где  $K$  – код синтезируемой частоты;

$e_F^{\text{КК}}(r)$  – ошибка квантования фазы;

$e_A^{\text{КК}}(r)$  – ошибка квантования амплитуды.

Сигнал  $U(rT)$  на выходе ПК с учетом округления разрядов фазы до  $M$  можно записать выражением [10]

$$U(rT) = \sin\left(\frac{2\pi}{2^M} \cdot \text{Int}\left(\frac{2^M \cdot K}{2^N} \cdot r\right)\right), \quad (4)$$

где  $\text{Int}(x)$  – функция округления числа.

В таком случае, ошибка квантования фазы  $e_F^{\text{КК}}(r)$  находится как разница между вычисленным значением фазы в ВКФ и значением после его округления в ПК

$$e_F^{\text{КК}}(r) = \frac{2\pi}{2^M} \cdot \left(\frac{2^M \cdot K}{2^N} \cdot r - \text{Int}\left(\frac{2^M \cdot K}{2^N} \cdot r\right)\right). \quad (5)$$

Из выражения (5) видим, что ошибка квантования фазы  $e_F^{\text{КК}}(r)$  находится в пределах:

$$-\frac{\pi}{2^M} \leq e_F^{\text{КК}}(r) \leq \frac{\pi}{2^M},$$

а ее изменение происходит по пилообразному закону с периодом  $\frac{2^{N-M}}{K} \cdot T$ .

Частоты побочных спектральных составляющих определяются из выражения

$$f_i^F = \frac{(i \cdot 2^M \pm 1) \cdot K}{T \cdot 2^N}, \quad (6)$$

где  $1 \leq i \leq \infty$ .

Уровень сигнала по отношению к  $i$ -ой побочной составляющей определяется из выражения

$$S/N_i = 20 \lg(2^M \cdot i) = 6,02 \cdot M + 20 \cdot \lg(i) \text{ дБ}. \quad (7)$$

Как в случае с квантованием фазы, так и амплитудное квантование возникает из-за ограниченной разрядности ЦАП.

Квантование сигнала  $U(rT)$  в ЦАП разрядности  $L$  можно записать следующим выражением

$$U(rT) = \frac{1}{2^{L-1}} \cdot \text{Int} \left( 2^{L-1} \cdot \sin \left( 2\pi \cdot \frac{K}{2^N} \cdot r \right) \right). \quad (8)$$

Отсюда, ошибка квантования амплитуды  $e_A^{\text{ЦСС}}(r)$  составит:

$$e_A^{\text{ЦСС}}(r) = \frac{1}{2^{L-1}} \cdot \text{Int} \left( 2^{L-1} \cdot \sin \left( 2\pi \cdot \frac{K}{2^N} \cdot r \right) \right) - \sin \left( 2\pi \cdot \frac{K}{2^N} \cdot r \right). \quad (9)$$

Поскольку сигнал  $U(r)$  периодический, то и ошибка квантования  $e_A^{\text{ЦСС}}(r)$   $P$  зависит от кода синтезируемой частоты  $K$  сигнала и определяется по формуле [10]

$$P = 2^N / 2^x \cdot T, \quad (10)$$

где  $2^x$  – наименьший множитель степени двойки для  $K$ , т.е.  $K = q \cdot 2^x$ , где  $q$  – целое число.

Из выражения (10) находим что, частота побочных составляющих из-за амплитудного квантования может быть найдена по следующей формуле

$$f_i^A = \frac{f_T}{2^N} \cdot 2^x \cdot i, \quad (11)$$

где  $i$  – целое число.

В этом случае отношение сигнал/шум находится как отношение их дисперсий.

Согласно [11] дисперсия ошибки находится из выражения

$$\sigma^2 = \frac{\Delta^2}{12} = \frac{a_0^2}{3 \cdot 2^{2L}}. \quad (12)$$

Используя (10), получаем выражение

$$\frac{S}{N} = 10 \lg \left( \frac{\sigma_c^2}{\sigma^2} \right) = 10 \lg (3 \cdot 2^{2L-1}) = 6,02 \cdot L + 1,8 \text{ дБ}. \quad (13)$$

Из выражения (13) следует, что отношение амплитуды гармонического сигнала к уровню шума из-за амплитудного квантования прямо пропорционально количеству разрядов ЦАП.

Цифровой метод формирования ЛЧМ сигнала предполагает ступенчатую аппроксимацию линейного закона модуляции (рис. 2).

Если через каждый интервал времени  $T_{\text{ш}}$  менять частоту сигнала синтезатора на величину  $f_{\text{ш}}$ , мы получим ступенчатое приближение линейного закона модуляции. Скорость изменения частоты ЛЧМ сигнала будет определяться отношением параметров дискретно-ступенчатого приближения

$$\beta = f_{\text{ш}} / T_{\text{ш}}. \quad (14)$$

Для уменьшения ошибки при ступенчатой аппроксимации частоты, начальная частота при цифровом формировании  $f_{\text{н}}^{\text{ц}}$  должна быть больше  $f_{\text{н}}$  на половину его частотной ступеньки

$$f_{\text{н}}^{\text{ц}} = f_{\text{н}} + f_{\text{ш}} / 2. \quad (15)$$

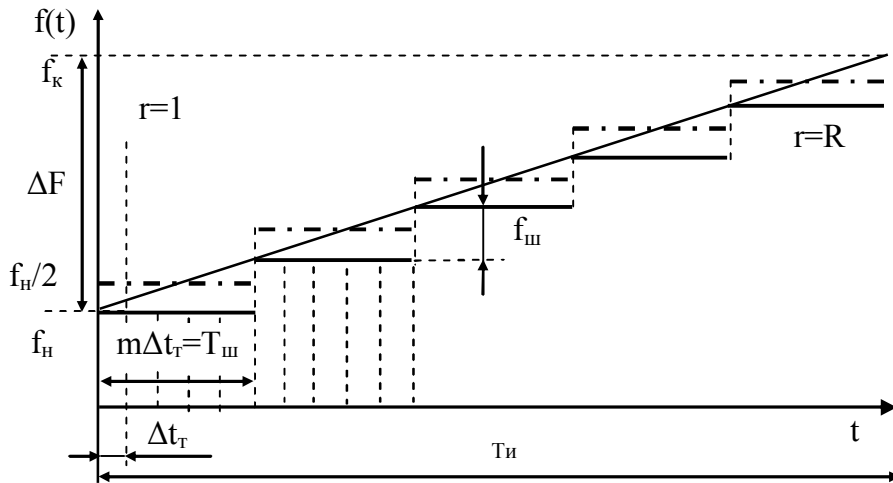


Рис. 2. Формирование ЛЧМ сигнала в ЦСС с дискретным отсчетом частоты

Для исследования спектральных характеристик ЛЧМ сигнала необходимо вначале построить математическую модель синтезатора на основе вышеприведенного анализа структуры синтезатора и алгоритма дискретно-ступенчатого формирования непрерывного ЛЧМ сигнала («ступенчатый» ЛЧМ сигнал).

На основании алгоритма дискретно-ступенчатого приближения при формировании «ступенчатого» ЛЧМ сигнала его мгновенная частота в заданный момент времени ( $rT$ ) вычисляется по формуле:

$$f(rT) = f_{\text{н}} + f_{\text{ш}} \cdot [r/m], \quad (16)$$

где  $T$  – период тактовой частоты синтезатора;  $r$  – временной индекс (целое число);  $m$  – количество периодов тактовой частоты синтезатора в длительности одной частотной ступеньки ЛЧМ сигнала ( $T_{ш} = m\Delta t_T$ );  $[x]$  – функция усечения  $x$  до наибольшего целого числа меньше  $x$ .

Используя (16), запишем выражение для «ступенчатого» ЛЧМ сигнала

$$U(rT) = a_0 \cdot \sin 2\pi \left( (f_n + f_{ш} \cdot [r/m]) \cdot rT - \frac{f \cdot T}{2} \cdot [r/m] \cdot ([r/m] + 1) \right). \quad (17)$$

Последнее слагаемое в скобках выражения (17) обеспечивает непрерывность фазы при изменении частоты «ступенчатого» ЛЧМ сигнала.

Амплитудный спектр «ступенчатого» ЛЧМ сигнала представляет собой сумму составляющих вида  $|\sin c 2\pi f|$ , на дискретных частотах  $f = f_n + l \cdot f_{ш}$ ,  $0 \leq l \leq D$ , где  $D$  – количество частотных ступенек на длительности сигнала  $T_n$

$$D = T_n / T_{ш}. \quad (18)$$

Выражение (17) характеризует ЛЧМ сигнал во временной области при дискретно-ступенчатом приближении, но не учитывает влияние квантования сигнала в синтезаторе. Используя формулы (3) и (8) для гармонического сигнала, запишем выражение (17) с учетом квантования фазы и амплитуды

$$U(rT) = \frac{a_0}{2^{L-1}} \cdot \text{Int} \left( \sin \varphi(rT) \cdot 2^{L-1} \right), \quad (19)$$

где  $\varphi(rT)$  – дискретное значение фазы сигнала, которое можно записать в виде

$$\varphi(rT) = \frac{2\pi}{2^M} \cdot \text{Int} \left( \left( f_n + f_{ш} \cdot \left[ \frac{r}{m} \right] \right) \cdot rT \cdot 2^M - \frac{f \cdot T \cdot 2^M}{2} \cdot \left[ \frac{r}{m} \right] \cdot \left( \left[ \frac{r}{m} \right] + 1 \right) \right). \quad (20)$$

ЛЧМ сигнал на выходе DDS представляет собой последовательность дискретных отсчетов, длительность  $T$  которых обратно пропорциональна тактовой частоте  $f_T$  синтезатора. Из-за дискретизации ЛЧМ сигнала его спектр  $G(f)$  будет периодически повторяться через  $f_T$  и содержать помимо синтезируемого ЛЧМ сигнала бесконечное множество побочных ЛЧМ составляющих, занимающих частоты

$$f \in (1 \cdot f_T + f_n, 1 \cdot f_T + f_n + \Delta F), \quad -\infty \leq [l] \leq \infty, \quad (21)$$

где  $\Delta F$  – девиация частоты ЛЧМ сигнала.

При использовании фильтра нижних частот с частотой среза  $f_T/2$  эти побочные ЛЧМ сигналы могут быть подавлены.

Шумы из-за усечения кодов фазы. В ПК (фаза-амплитуда) для определения значений синуса обычно используют либо алгоритмы вычисления (вычислительный ПК), либо цифровые таблицы (табличный ПК). Использование тех или иных схем реализующих вычисление синусоидальной функции зависит от того, какая из двух целей преследуется: увеличение точности формирования или увеличение быстродействия. Для обеспечения высокого быстродействия используются таблицы, записанные в ПЗУ, в которых для уменьшения ее объема уменьшается разрядность кода фазы с  $N$  до  $M$  разрядов, т.е. код фазы отсекается. В современных DDS синтезаторах, как правило, ВКФ имеет 32 или 48 двоичных разряда. Далее младшие разряды фазы отсекаются и на функциональный преобразователь подаются данные разрядностью 14 – 16 бит. Это мера вызвана необходимостью уменьшения размеров ПЗУ до разумных пределов. Если использовать все 48 бит, а каждый отсчет в ПЗУ кодировался бы одним байтом, то необходимый объем ПЗУ составил бы 4 Гб.

Как было показано выше, отбрасывание младших битов создает ошибки в представлении фазы. Данная погрешность носит периодический характер. В результате в спектре выходного сигнала появляются дополнительные составляющие, вызванные усечением кодов фазы.

На рис. 3 показаны спектры синусоидального и ЛЧМ сигналов рассчитанных по (20) для различных значений усечения кодов фазы  $M$  при  $L = 10$ .

На частотный диапазон и амплитуды этих составляющих влияют три основных фактора: разрядность ВКФ ( $N$ -бит), разрядность слова фазы после усечения ( $M$ -бит), разрядность кода частоты. Из анализа рис. 3 видно, что с увеличением числа отбрасываемых разрядов кодов фазы, амплитуды дополнительных частотных составляющих в спектре гармонического сигнала возрастают и перераспределяются. При формировании ЛЧМ сигналов шумы возрастают пропорционально увеличению отбрасываемых кодов.

При некоторых значениях кода частоты составляющие, вызванные усечением кода фазы, отсутствуют вовсе, в то время как при других они имеют максимальный уровень.

Шумы из-за ограниченной разрядности ЦАП. Для преобразования кодов фазы в аналоговые отсчеты функции синуса используются ЦАП, имеющие разрядность  $L$  и связанное с ней конечное разрешение по амплитуде синтезируемого сигнала. При этом сигнал ошибки из-за квантования сигнала при цифроаналоговом преобразовании приводит к внутренним помехам синтезатора. Сигнал ошибки определяется разницей между ступенчатым приближением синусоиды на выходе ЦАП и значениями идеальной синусоиды.

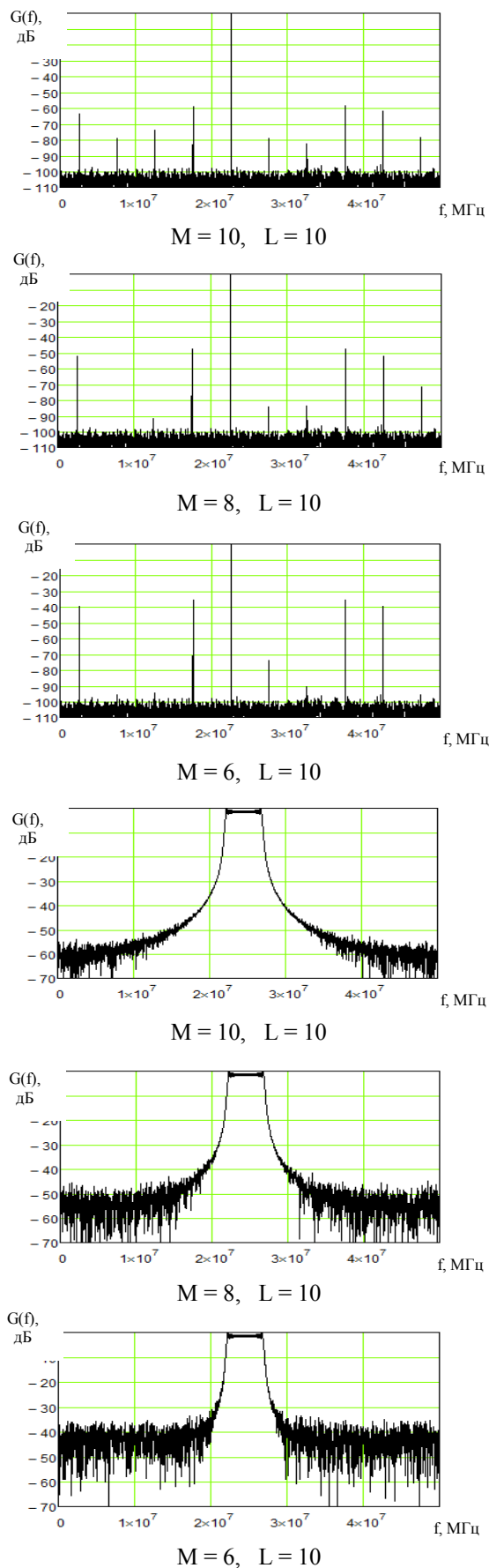


Рис. 3. Спектры сигналов на выходе цифрового синтезатора сигналов с различным усечением кодов фазы

Совершенно очевидно, что внутренние помехи создают дополнительные составляющие в спектре формируемого сигнала, а их частоты определяются комбинациями между частотой дискретизации и частотой изменения кода.

На рис. 4 приведены рассчитанные по (20) спектры гармонического и ЛЧМ сигналов при различных разрядах ЦАП ( $L$ ). Как и следовало ожидать (рис. 4), на выходе ЦАП формируется сигнал с частотой  $f_c$ , и в его спектре кроме тактовых и формируемых частот присутствуют продукты комбинаций между ними.

Задача фильтрации сигнала ЦАП является сложной и не все мешающие гармоники могут быть удалены ФНЧ, предназначенным для сглаживания дискретных отсчетов. Для уменьшения в синтезируемом сигнале мешающих спектральных составляющих важен правильный выбор отношения между тактовой и максимальной синтезируемой частотами и АЧХ ФНЧ. С ростом разрядности ЦАП амплитуды спектральных шумов уменьшаются, поскольку при этом уменьшаются ошибка квантования.

Обычно, как правило, на практике используют 10 – 16 – разрядные ЦАП. При этом в схемах с высоким быстродействием применяются ЦАП с числом разрядов не выше 12 бит.

Шумы, обусловленные сигналом тактовой частоты. Важнейшими характеристиками источника тактового сигнала являются нестабильность частоты, джиттер и фазовый шум. Источник тактового сигнала в DDS является главным источником фазовых шумов ( $S(f)$ ). Фазовый шум выходного сигнала DDS теоретически меньше фазового шума тактового сигнала на  $20 \log(f_T/f_C)$  дБ. Однако на практике это улучшение ограничено шумовым порогом схем синтезаторов. Обычно собственный фазовый шум DDS составляет значение  $-130$  дБс/Гц при отстройке на 1 КГц от выходной частоты. Некоторые типы синтезаторов, которые работают на высоких тактовых частотах, имеют встроенный умножитель частоты на основе кольца ФАПЧ. Он позволяет использовать менее высокочастотный опорный генератор или вообще обойтись уже имеющимися в системе тактовыми частотами. Однако использование умножителей тактовой частоты не всегда приемлемо, так как при этом фазовый шум на выходе DDS увеличивается во столько раз, во сколько раз умножаются шумы тактовой частоты [12]. Кроме того, выше частоты среза петлевого фильтра ФАПЧ может наблюдаться пик фазовых шумов [13].

Поскольку основным источником фазовых шумов в DDS является ЦАП, представляет интерес их уровень от разрядности последних. На рис. 5 приведены рассчитанные в соответствии с [12] зависимости СПМ фазовых шумов от разрядности ЦАП для DDS AD9911.

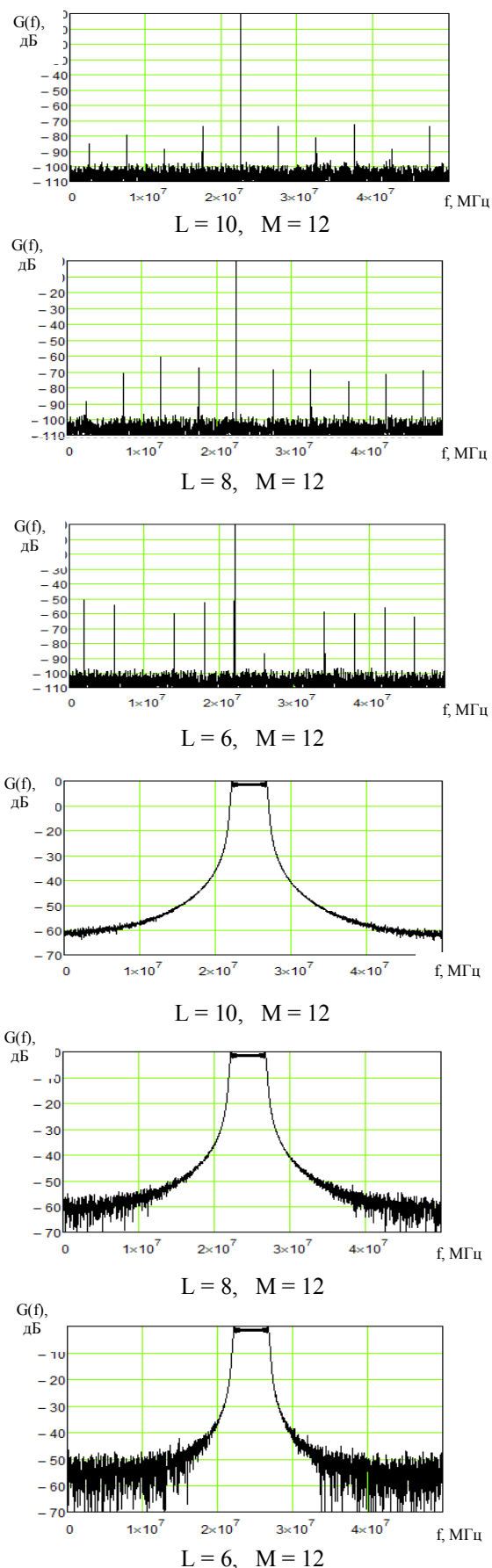


Рис. 4. Спектры сигналов на выходе цифрового синтезатора сигналов при различных значениях разрядности ЦАП

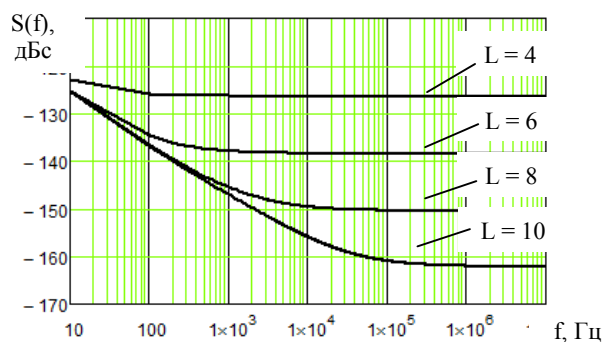


Рис. 5. СПМ фазовых шумов AD9911 для выходной частоты 40 МГц при различных значениях разрядности ЦАП

Вполне очевидно, что с уменьшением разрядности ЦАП фазовые шумы синтезатора значительно возрастают. Поэтому применять ЦАП с малой разрядностью не рекомендуется, несмотря при этом на рост их быстродействия.

Способы улучшения качества сигнала. Для устранения побочных составляющих на выходе DDS используется ФНЧ.

В идеале ФНЧ должен иметь единичный коэффициент передачи на частотах от 0 до частоты Найквиста, и нулевой коэффициент передачи на других частотах. Однако реализовать такой фильтр на практике невозможно из-за конечного спада АЧХ фильтра вплоть до  $f_T/2$  и конечное затухание для частот выше  $f_T/2$ , поэтому приходится жертвовать частью рабочей полосы частот.

Существует много различных видов ФНЧ [3]. Наиболее часто используются фильтры двух семейств: семейства Чебышева и Гауссовского семейства. Фильтры Гауссовского семейства имеют невысокую крутизну спада АЧХ, зато групповая задержка слабо зависит от частоты. Они применяются в тех случаях, когда требуется работать с широкополосными сигналами. В остальных случаях, в качестве выходных фильтров DDS больше подходят фильтры семейства Чебышева.

Некоторого уменьшения уровня шумов квантования в рабочей полосе частот можно добиться использованием эффекта передискретизации, когда тактовая частота увеличивается в  $k$  раз по сравнению с удвоенной частотой Найквиста. Суть этого эффекта заключается в том, что с увеличением частоты дискретизации энергия шумов квантования, зависящая от разрядности ЦАП, находящиеся в рабочей полосе «размазывается» на большую длину по оси частот.

Поскольку энергия шума и в том и в другом случае остается постоянной значит, амплитуда шумов при передискретизации становится меньше, а поэтому и отношение сигнал/шум в этом случае увеличивается.

Еще одним способом увеличения спектральной чистоты сигнала является применение узкополосной адаптивной фильтрации. Такая фильтрация может быть обеспечена при помощи узкополосной системы ФАПЧ.

## Выводы

Проведенный анализ показал, что при цифровом формировании как простых, так и сложных сигналов, они могут быть представлены в виде примыкающих импульсов с различной частотой и начальной фазой. В этом случае применение для их формирования метода прямого цифрового синтеза дает ряд важных преимуществ: возможность быстрого переключения частот без разрыва фазы, повторяемость характеристик сигнала (когерентность) от изделия к изделию, высокую стабильность параметров формируемых сигналов, а также малые размеры и энергопотребление DDS.

Шумовые характеристики таких синтезаторов определяются шумами синхросигнала (опорным генератором) и в основном параметрами ЦАП. При формировании данным методом сигналов с предельными частотными параметрами, уровень шумов требует в каждом конкретном случае, дополнительного анализа.

## Список литературы

1. Tierney J.A Digital frequency synthesizer / J. Tierney, C. Rader, B. Gold // IEEE Trans. Audio Electroacous. – 1971. – Vol. 19. – №1. – P. 48-57.
2. Матюшин О.Т. Цифроаналоговое формирование радиосигналов / О.Т. Матюшин // Радиотехника. – 1983. – Вып. 6. – С. 9-15.
3. Кандырин Н.П. Цифровые вычислительные синтезаторы простых и сложных сигналов / Н.П. Кандырин /

Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.: ОНДІ ЗС, 2006. – Вип. 2(4). – С. 135-144.

4. Кандырин Н.П. Отношение сигнал/шум на выходе многоуровневого цифрового синтезатора сигналов / Н.П. Кандырин // Збірник наукових праць Об'єднаного науково-дослідного інституту Збройних Сил. – Х.: ОНДІ ЗС, 2007. – Вип. 1(6). – С. 179-185.

5. Jouko Vankka. Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications: dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology / Vankka Jouko. – Helsinki University of Technology, 2000. – 208 p.

6. Goldberg, Bar-Giora. Digital Frequency Synthesis Demystified DDS and Fractional – N PLLs. 1999 by LLH Technology Publishing.

7. Data book. Analog Devices, Inc., 2014.

8. Kroupa V.F. Phase and Amplitude Disturbances in Direct Digital Frequency Synthesizers / V.F. Kroupa // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1997.

9. Vankka J. Methods of mapping from phase to sine amplitude in direct digital synthesis / J. Vankka // IEEE Inter. Freq. Control Symposium. – 1996.

10. Holtkamp M. Direct digital synthesizers boor fast frequency hopping spread spectrum communication / M. Holtkamp // Master's thesis. – TU Delft, 1994.

11. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов: Учеб. пособие для вузов / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1990. – 256 с.

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

13. Кандырин Н.П. Моделирование шумовых характеристик цифровых синтезаторов сигналов / Н.П. Кандырин // Системи обробки інформації. – Х.: ХУПС, 2014. – Вип. 4(120). – С. 7-10.

Поступила в редколлегию 28.08.2015

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

## ШУМИ КВАНТУВАННЯ В ЦИФРОВИХ СИНТЕЗАТОРАХ СИГНАЛІВ І СПОСОБИ ЇХ ЗМЕНШЕННЯ

М.П. Кандирін

Розглянуті методи дискретного наближення лінійного закону модуляції при використанні методу прямого цифрового синтезу. Приведений аналіз складових шумів при формуванні його методом прямого цифрового синтезу із-за тремтіння фази синхросигналу, усікання коду фази, кінцевій розрядності ЦАП. Показано, що в сучасних пристроях прямого цифрового синтезу шуми сигналу, що синтезується, визначаються в основному розрядністю ЦАП. Приведені розрахункові дані залежностей шумів від квантування фази і амплітуди в синусоїдальному сигналі, а також – з лінійною частотною модуляцією при дискретній апроксимації в нім закону зміни частоти.

**Ключові слова:** метод прямого цифрового синтезу, ЦСС, спектральна щільність потужності, фазові шуми.

## NOISES OF QUANTUM IN DIGITAL SYNTHESIZERS OF SIGNALS AND METHODS OF THEIR REDUCTION

N.P. Kandyrin

The quantization noise of phase and amplitude in digital signal synthesizers and methods of their decreasing. The methods of discrete approximation of linear law modulation by using method of direct digital synthesis are considered. The analysis of component noise in forming by method of direct digital synthesis because of phase jitter of synchrosignal, truncation of phase code, finite DAC width is brought. It is displayed that in modern devices of direct digital noise synthesis of synthesized signal are determined mainly by DAC width. Calculated data of noises dependency from phase and amplitude quantization in sin signal and also with linear frequency modulation in discrete approximation with law of frequency variation are brought.

**Keywords:** method of direct digital synthesis, DDS, power spectrum density, phases noises.