

УДК 621.396.967

Н.П. Кандырин

Харьковский университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

ИССЛЕДОВАНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМИРОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ЦСС ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ВЧ БОКОВЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ И СПЕЦИАЛЬНЫХ ВИДОВ ИНТЕРПОЛИРУЮЩИХ ФУНКЦИЙ ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА

В статье рассмотрен принцип работы цифрового синтезатора сигналов, работающего в режиме выделения высокочастотных прямых и инверсных боковых составляющих основной частоты для расширения частотного диапазона. Приведены результаты моделирования шумовых характеристик синтезатора для выбранных параметров синтезируемых сигналов.

Ключевые слова: цифровой синтезатор сигналов, высокочастотные боковые составляющие, интерполирующие функции, фазовый шум.

Введение

Постановка проблемы и анализ публикаций.

В настоящее время широкое распространение получили синтезаторы сигналов на основе прямого цифрового синтеза. Достоинством их является малый шаг сетки частот, высокая скорость перестройки по частоте, малый уровень фазовых шумов. Основным их недостатком является относительно невысокая выходная частота, которая в соответствии с теоремой Котельникова, не превышает половины тактовой частоты f_T . На практике максимальная выходная частота синтезаторов снижается еще сильнее вследствие неидеальности характеристик устройств и составляет $(0,3...0,4) f_T$.

В силу этих обстоятельств выходная частота современных ЦСС не превышает $1,5...1,7$ ГГц при $f_T = 3,5$ ГГц. Как правило, для большинства радиопередающих устройств этого бывает недостаточно. Поэтому для получения более высоких частот используют различные умножители выходной частоты ЦСС, а это приводит к увеличению фазовых шумов синтезатора в целом [1 - 5]. А поскольку этот параметр для ЦСС является одним из важных, то спектральную плотность мощности (СПМ) фазовых шумов представляют суммой трех составляющих: шумами источника тактового сигнала с учетом коэффициента передачи ЦСС, шумами квантования и собственными шумами элементов синтезатора [1 - 5]. Для СПМ шумов квантования в [2] получено удобное общее выражение, не противоречащее приведенному в [3].

Для уменьшения фазовых шумов в выходном сигнале синтезатора необходимо в первую очередь уменьшить коэффициент умножения умножителя, а для этого надо увеличить выходную частоту ЦСС.

Известно, что огибающая спектра выходного сигнала ЦСС имеет вид $\sin c(x)$. При этом выбросы

и нелинейность ЦАП являются причиной появления дополнительных побочных составляющих основной частоты ЦСС. Поэтому, одним из способов повышения выходной частоты ЦСС, является использование боковых высокочастотных (ВЧ) составляющих выходного сигнала. Частоты побочных составляющих, называемых прямыми (ПС) и инверсными (ИС) составляющими основной прямой составляющей (ОПС) спектра сигнала, определяются выражением $f_{ВЧ} = n \times f_T \pm f_{ОПС}$, где $n = 1, 2, 3, \dots$ - номер побочной составляющей; $f_{ОПС}$ - основная прямая составляющая частота ЦСС.

При использовании режима выделения побочных составляющих с помощью полосового фильтра выделяется не ОПС, а одна из боковых. Таким способом можно получить более высокочастотный выходной сигнал ЦСС. Но поскольку в результате работы ЦАП амплитуда побочных составляющих оказывается модулированной весовой функцией вида $\sin c(\pi \cdot f_{ОПС}/f_T)$, то это является основным недостатком такого режима работы ЦСС, так как дальше их амплитуда падает, и отношение сигнал/шум становится неудовлетворительным. Поэтому при $n > 4$ режим выделения побочных составляющих обычно не используют [3].

Целью статьи является исследование шумовых характеристик ЦСС использующего специальные интерполирующие функции для снижения амплитудной неравномерности в режиме выделения боковых составляющих при их фильтрации.

Основной материал

В общем виде ЦСС (за исключением всевозможных схем коррекций) содержит: устройство управления и синхронизации (УУС), вычислитель кодов фазы (ВКФ) (накопитель - НС_f и НС_φ), преобразователь кодов (ПК - ПЗУ), циф-

роаналоговый преобразователь (ЦАП) и полосовой фильтр (ПФ) (рис. 1).

Основным узлом синтезатора является вычислитель кодов фазы, состоящий из двух накапливающих сумматоров, который работает как генератор адреса для адресации постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), содержащего отсчеты синтезируемой функции, как правило, тригонометрической. Емкость ВКФ напрямую зависит от требуемой точности установки начальных параметров, их шага перестройки и качества формируемых сигналов.

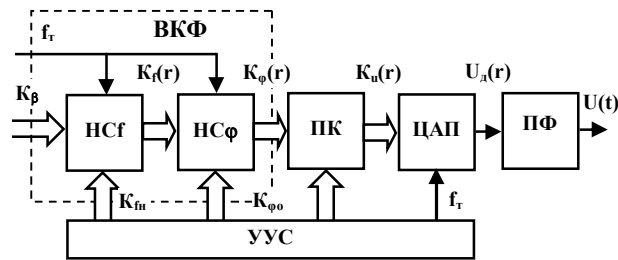


Рис. 1. Обобщенная структурная схема цифрового синтезатора сигналов

В накапливающий сумматор частоты (НС_f) предварительно записывается код начальной частоты ($K_{\text{нi}}$), в накапливающий сумматор фазы (НС_ф) – код начальной фазы ($K_{\text{ф0}}$) формируемого колебания. На вход НС_f также подается код скорости частотной модуляции (ЧМ) (K_{β}) при формировании ЧМ сигналов. Начальные коды однозначно связаны с параметрами формируемых сигналов.

Разрешение по частоте ЦСС данного типа определяется как

$$\Delta f = f_T / M, \tag{1}$$

где $M = 2^n$ – емкость НС, n – разрядность НС.

Для улучшения разрешения по частоте и увеличения числа синтезируемых частот необходимо увеличение разрядности НС. С другой стороны, если использовать все разряды НС для адресации ПЗУ, то это потребует увеличения объема ПЗУ в степенной зависимости от числа разрядов НС, что практически сложно реализовать технически и увеличивает стоимость синтезатора. Из-за этого для адресации ПЗУ используется ($a < n$) разрядов НС, величина ($b = n - a$) называется числом битов округления.

Подавляющее большинство современных ЦСС реализовано в виде одной или нескольких больших интегральных схем (БИС) с типовыми ЦАП, у которых длительность выборок равна периоду дискретизации ($\tau_0 = T$). Поэтому наиболее приемлемой для использования является основная прямая составляющая (ОПС) спектра дискретного ЧМ сигнала, обладающая наибольшей энергией, наименьшими амплитудными и фазовыми искажениями, но расположенная в

нижней части частотного диапазона. Использование более высокочастотных составляющих затруднено из-за весьма жестких требований к выделяющим полосовым фильтрам. Это обусловлено необходимостью значительного подавления более мощных боковых составляющих, а также компенсации существенной амплитудной неравномерности выделяемых сигналов.

Возможности способов, облегчающих выделение высокочастотных боковых составляющих при формировании так называемых «тонких» выборок ($\tau_0 \ll T$) были рассмотрены в [7, 8].

В предлагаемом способе, для увеличения мощности и снижения уровня, амплитудных и фазовых искажений при выделении ВЧ боковых составляющих спектра достигается использованием в ЦСС специальных видов интерполирующих функций.

При этом формирователь аналоговых отсчетов реализует импульсную характеристику в виде последовательности разнополярных видеоимпульсов. В состав такого ЦСС (рис. 2) дополнительно включены быстродействующий $p-i-n$ – диодный коммутатор (КОМ) и делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД).

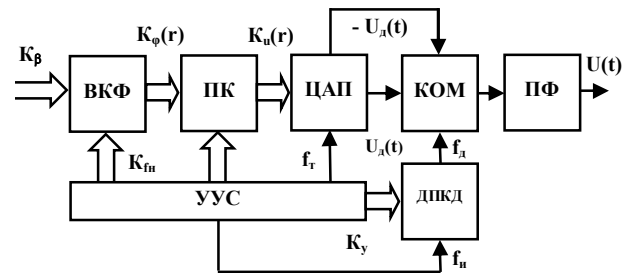


Рис. 2. Структурная схема предлагаемого ЦСС с расширенным частотным диапазоном

Особенностью работы предлагаемого синтезатора является то, что тактовые импульсы частоты f_T формируются из опорной последовательности импульсов делением частоты f_n в M раз. Применяемый в ЦСС ЦАП имеет прямой и инверсный выходы. С первого выхода ЦАП снимается дискретизированный низкочастотный сигнал

$$U_D(t) = \begin{cases} U(rT), & \text{при } (r-1)T \leq t \leq rT; \\ 0, & \text{при } t \leq (r-1)T, t \geq rT, \end{cases} \tag{2}$$

а со второго – инвертированный ($-U_D(t)$).

Эти сигналы подаются на входы КОМ, управляемого импульсами ДПКД. При этом отношение частоты следования импульсов на выходе ДПКД f_d к частоте дискретизации f_T сигнала $U_d(t)$ равно $P = f_d / f_T = 1 \dots M$. Выходные импульсы с частотой f_d управляют коммутатором, который осуществляет поочередное подключение прямых и инверсных выходов ЦАП к входу ПФ. На выходе КОМ формиру-

ються периодические двуполярные импульсы с частотой f_n , промодулированные по амплитуде дискретизированным ЧМ сигналом. За период дискретизации T формируется несколько (в общем случае - P) тонких разнополярных выборок одинаковой длительности $\tau_0 = T/P$, амплитуда которых определяется выражением

$$U_i(t) = \begin{cases} (-1)^{i-1} U(rT), \\ \text{при } (rT + (i-1)\tau_0) \leq t \leq (rT + i\tau_0); \\ 0, \\ \text{при } t \leq (rT + (i-1)\tau_0), t \geq (rT + i\tau_0). \end{cases} \quad (3)$$

Сигнал на выходе коммутатора представляется суммой элементарных последовательностей импульсов, каждая из которых пропорционально смещена относительно тактовых импульсов (на рис. 3 пронумерованы одинаковыми цифрами). Спектр последовательности импульсов, отмеченных на рис. 3 цифрой 1, определяется выражением

$$\dot{S}_1(\omega) = \left[\frac{\tau_0 \sin(\omega\tau_0/2)}{T\omega\tau_0/2} \cdot e^{-j\omega\tau_0/2} \right] \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}_n(\omega - n\omega_T), \quad (4)$$

где первый множитель представляет собой передаточную функцию интерполятора (ЦАП), а второй – сумму сдвинутых по частоте на величину, кратную частоте дискретизации ω_T , квантованных ЧМ сигналов (спектр дискретизированного сигнала); τ_0 – длительность формируемых выборок; T – период следования тактовых импульсов.

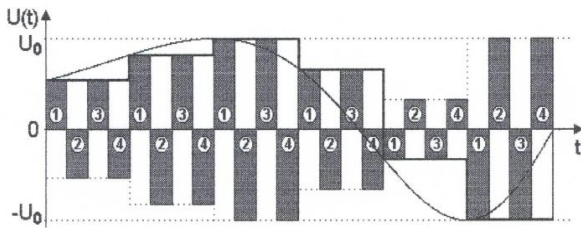


Рис. 3. Сигнал на выходе коммутатора при $P = 4$

Элементарные последовательности импульсов, обозначенных на рис. 3 цифрами 2, 3, 4 получаются путем сдвига по времени и инверсии первой импульсной последовательности. Согласно свойствам преобразования Фурье, их спектры определяются соответственно как

$$\dot{S}_2(\omega) = -\dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j\omega\tau_0} = -\dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j\omega T/P}; \quad (5)$$

$$\dot{S}_3(\omega) = \dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j2\omega T/P}; \quad (6)$$

$$\dot{S}_4(\omega) = -\dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j3\omega T/P}. \quad (7)$$

Рассуждая аналогичным образом, можно записать общие выражения для спектров импульсных последовательностей, обозначенных четными и нечетными цифрами

$$\dot{S}_{чет_n}(\omega) = -\dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j(n-1)\omega T/P}; \quad (8)$$

$$\dot{S}_{неч_n}(\omega) = -\dot{S}_1(\omega) \cdot e^{-j(n-1)\omega T/P}. \quad (9)$$

Спектр результирующего сигнала (рис.3) равен сумме спектров элементарных импульсных последовательностей

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= \sum_{n=1}^P \dot{S}_n(\omega) = \\ &= \dot{S}_1(\omega) \sum_{n=1}^P \left[(-1)^{n-1} \cdot e^{-j(n-1)\omega T/P} \right]. \end{aligned} \quad (10)$$

При четном числе P выражение (10) можно записать в следующем виде

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= \dot{S}_1(\omega) \sum_{n=1}^{P/2} \left[e^{-j2(n-1)\omega T/P} - e^{-j(2n-1)\omega T/P} \right] = \\ &= \dot{S}_1(\omega) \left(e^{j2\omega T/P} - e^{j\omega T/P} \right) \sum_{n=1}^{P/2} e^{-j2n\omega T/P}. \end{aligned} \quad (11)$$

После несложных преобразований и подстановки (4) в (11), получим окончательное выражение для спектра сигнала на выходе коммутатора при четном числе P

$$\dot{S}_{чет}(\omega) = \dot{K}_{инт.ч}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega - n\omega_T), \quad (12)$$

где $K_{инт.ч}(\omega)$ – передаточная функция интерполятора, определяемая выражением (для четного числа P)

$$\begin{aligned} \dot{K}_{инт.ч}(\omega) &= \\ &= \frac{4 \sin^2(\omega T / 2P) \sin(\omega T / 2)}{\omega T \sin(\omega T / P)} e^{j(\pi/2 - \omega T/2)}. \end{aligned} \quad (13)$$

При нечетном числе «тонких» выборок (рис.4), формируемых за период дискретизации, выражение (10) можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega) &= \dot{S}_1(\omega) \times \\ &\times \left[1 + \sum_{n=1}^{(P-1)/2} \left(e^{j2n\omega T/P} - e^{-j(2n-1)\omega T/P} \right) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

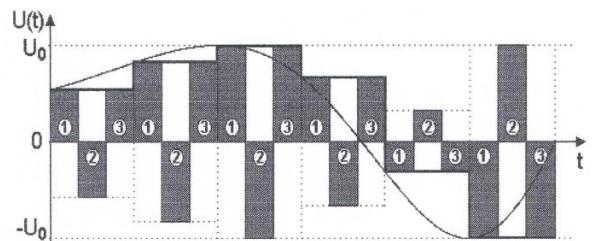


Рис. 4. Сигнал на выходе коммутатора при $P = 3$

Преобразуя выражение в квадратных скобках, и используя результат преобразования для суммы N первых членов геометрической прогрессии подставим его в (14), получим выражение для спектра сигнала на выходе коммутатора при нечетном числе P

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{неч}}(\omega) &= \\ &= \dot{K}_{\text{инт.неч}}(\omega) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{S}(\omega - n\omega_T), \end{aligned} \quad (15)$$

где $K_{\text{инт.неч}}(\omega)$ – передаточная функция интерполатора, определяемая выражением (для нечетного числа P)

$$\begin{aligned} \dot{K}_{\text{инт.неч}}(\omega) &= \\ &= \frac{4 \sin^2(2\omega T / P) \cos(\omega T / P)}{\omega T \sin(\omega T / P)} \cdot e^{-j\omega T / 2}. \end{aligned} \quad (16)$$

Результаты расчета среднего значения (K) и абсолютной неравномерности (ΔK) амплитуды боковых составляющих спектра дискретного ЧМ сигнала на выходе коммутатора при различных значениях P приведены в табл. 1 и 2, где i-ПС – i-я прямая составляющая, а i-ИС – i-я инверсная составляющая спектра.

На рис.5 приведены рассчитанные в соответствии с (12), (13), (15) и (16) графики огибающей спектра (пунктирная линия) и модуля спектральной плотности (сплошная линия) дискретного ЛЧМ сигнала на выходе коммутатора для различных значений P (при $\omega_0 = \omega_T/4$).

Таблица 1

Распределение амплитуды спектральных составляющих дискретного ЧМ сигнала при различных значениях P

P	K, дБ							
	ОПС	1ИС	1ПС	2ИС	2ПС	3ИС	3ПС	4ИС
1	-1,32	-8,64	-13,69	-16,10	-18,49	-19,67	-21,04	-21,74
2	-7,17	-2,78	-8,04	-21,96	-24,34	-13,82	-15,19	-27,60
3	-13,86	-12,32	-3,22	-5,43	-22,17	-32,21	-33,58	-25,43
4	-13,71	-12,89	-9,64	-3,71	-6,09	-15,42	-25,30	-34,14
5	-18,48	-17,94	-16,05	-13,55	-3,05	-4,15	-18,12	-23,32

Таблица 2

Абсолютная неравномерность амплитуды боковых составляющих спектра дискретного ЧМ сигнала при различных значениях P

P	ΔK , дБ							
	ОПС	1ИС	1ПС	2ИС	2ПС	3ИС	3ПС	4ИС
1	-2,35	-6,65	2,33	-5,13	3,52	-4,71	3,79	-4,49
2	5,18	0,34	-4,10	-12,12	10,51	2,28	-3,20	-11,48
3	-7,95	9,57	0,16	-2,40	-12,71	1,40	-2,32	11,79
4	4,41	-3,57	5,97	1,11	-2,72	-7,79	0,71	-10,73
5	-8,20	8,75	-7,43	10,03	0,65	-1,76	-13,44	5,93

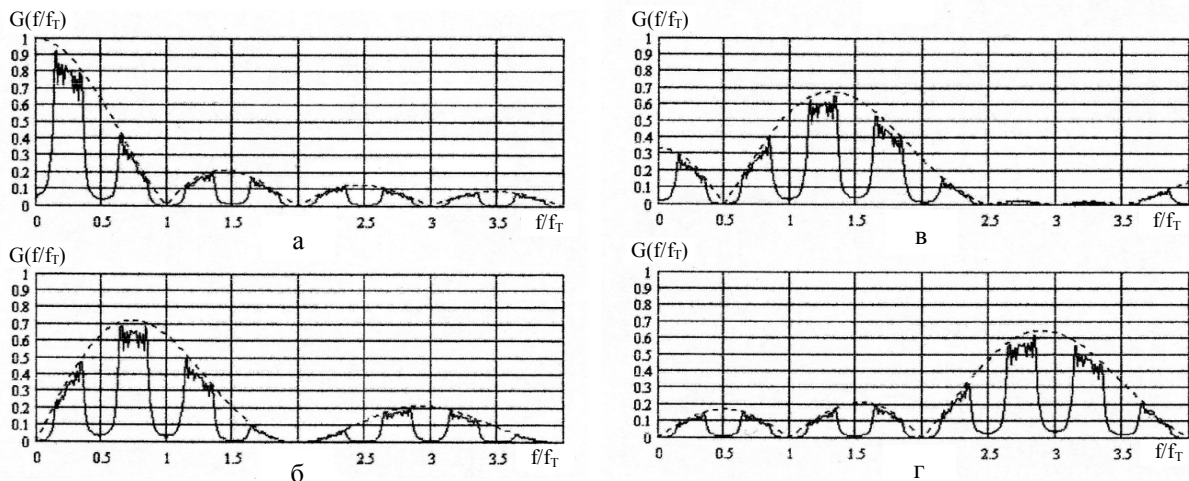


Рис. 5. Спектры дискретного ЛЧМ сигнала при P = 1(а), P = 2(б), P = 3(в), P = 6(г)

Анализируя полученные результаты можно сделать вывод о том, что использование специальных видов интерполирующих функций при формировании сигналов, особенно ЧМ, позволяет осуще-

ствить перераспределение энергии выходного сигнала в область высоких частот в пользу ВЧ боковых составляющих. Это проявляется в смещении максимума огибающей спектра по частоте на величину

$P_{\omega_r}/2$ при сохранении ширины полосы частот, соответствующей как основной, так и боковым составляющим спектра ЧМ сигнала. Этот способ расширения частотного диапазона ЦСС позволяет получить выигрыш в энергетике ВЧ составляющих не менее 14 дБ (по сравнению с классическим ЦСС (рис.1)) и не менее 9 дБ (при формировании однополярных «тонких» выборок).

При этом наблюдается уменьшение в 3 – 5 раз амплитудных и фазовых искажений (в зависимости от номера боковой составляющей спектра). Коррекция длительности разнополярных «тонких» выборок в каждом тактовом интервале работы ЦСС определяется мгновенной частотой формируемого ЧМ сигнала в соответствии с [8]

$$\tau_0(\omega) = \frac{2 \arcsin(\omega / \omega_B)}{\omega}, \quad (17)$$

где $\omega_B = 2\pi f_B$ – верхняя частота рабочего диапазона ЦСС. Коррекция длительности выборок позволяет на порядок снизить уровень амплитудных и фазовых искажений.

При применении в составе формирователя сигналов, для увеличения выходной частоты, такого рода ЦСС, конструкция его упрощается и уменьшается количество каскадов выходного умножителя. Однако остается открытым вопрос, а как же при этом поведут себя фазовые шумы.

Для расчета спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов ЦСС используем математическую модель из [9]

$$S_{\text{ЦСС}}(F) = S_{\text{ЦАП}}(F) + S_H + S_{\text{КВ}}, \quad (18)$$

где $S_{\text{ЦАП}}(F) = \left[\frac{10^{k_2}}{F^2} + \frac{10^{k_1}}{F} + 10^{k_4} \right] \cdot \left(\frac{f_{\text{ЦСС}}}{f_T} \right)^2$ –

СПМ шума элементов ЦАП; F – частота отстройки, $f_{\text{ЦСС}}$ – основная выходная частота ЦСС (ОПС), f_T – тактовая частота; $S_H = 10^{k_3}$ – СПМ шума нагрузки;

$$S_{\text{КВ}} = 2^{-2N-0,59} \left(\frac{f_{\text{ЦСС}}}{f_T} \right)^2$$
 – СПМ шума квантизации

ЦАП; N – число разрядов ЦАП ЦСС; k_1, k_2, k_3, k_4 – коэффициенты аппроксимации взятые из [10].

Этой модели достаточно чтобы рассчитать СПМ фазовых шумов ЦСС в режиме основной выходной частоты. Для расчета СПМ фазовых шумов в режиме выделения побочных составляющих основной частоты необходимо учитывать огибающую спектра выходного сигнала, определяемую частотной характеристикой ЦАП

$$\left(\sin \left(\pi \frac{f_{\text{ЦСС}}}{f_T} / \pi \frac{f_{\text{ЦСС}}}{f_T} \right) \right)^2.$$

В этом случае математическая модель СПМ фазовых шумов ЦСС в режиме выделения побочных составляющих основной частоты можно записать в виде:

$$S_{\text{ЦСС}} - \text{ПС}}(F) = (S_{\text{ЦАП}}(F) + S_{\text{КВ}}) \times \frac{\left(\frac{f_T \cdot n \pm f_{\text{ЦСС}}}{f_T} \right)^2}{\sin^2 \left(\frac{f_T \cdot n \pm f_{\text{ЦСС}}}{f_T} \right)} + S_H, \quad (19)$$

где побочные составляющие имеют частоты $f_{\text{ПС}} = |n|f_T + \text{sgn}(n)f_{\text{ЦСС}}$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ – номер побочной составляющей, знак «+» – для n -й прямой побочной составляющей, знак «-» – для n -й инверсной побочной составляющей.

Учитывая, что

$$f_T = n_1 \cdot f_{\text{ГОЧ}},$$

где $f_{\text{ГОЧ}}$ – частота опорного генератора, а n_1 – коэффициент умножения тактовой частоты, представим выражение для $f_{\text{ПС}}$ в виде

$$f_{\text{ПС}}(n, n_1) = |n|(n_1 \cdot f_{\text{ГОЧ}}) + \text{sgn}(n) \cdot f_{\text{ЦСС}}.$$

В табл. 3 приведен расчет частот боковых составляющих $f_{\text{ПС}}$ для $f_{\text{ГОЧ}} = 25\text{МГц}$ и различных коэффициентов n и n_1 .

Таблица 3

Результаты расчета прямых и инверсных побочных составляющих n основной частоты в зависимости от коэффициента умножения n_1

		$f_{\text{ПС}}$, МГц			
n	n_1	5	10	15	20
3ИС		345	700	1025	1350
2ИС		220	450	650	850
1ИС		95	200	275	350
ОПС		30	50	100	150
1ПС		155	300	475	650
2ПС		280	550	850	1150
3ПС		405	800	1225	1650

Из табл. 3 видно, что частоты выходного сигнала ЦСС на побочных составляющих $f_{\text{ПС}}$ существенно отличаются друг от друга. Для расчета шумовых характеристик ЦСС в режиме побочных составляющих основной частоты воспользуемся выражением (19). Результаты расчета спектральной плотности мощности фазовых шумов для боковых составляющих приведены на рис. 6. Сравнение СПМ фазовых шумов рассчитанных непосредственно по формуле (19) является некорректным и требуется приведение этих шумов к одному значению синтезируемой частоты.

Для этого найдем отношение выходной частоты побочных составляющих к основной прямой частоте ЦСС, т.е. осуществим операцию деления частоты

$$f_d(n, n_1) = (f_{\text{ПС}}(n, n_1) / f_{\text{ЦСС}}(0, n_1)). \quad (20)$$

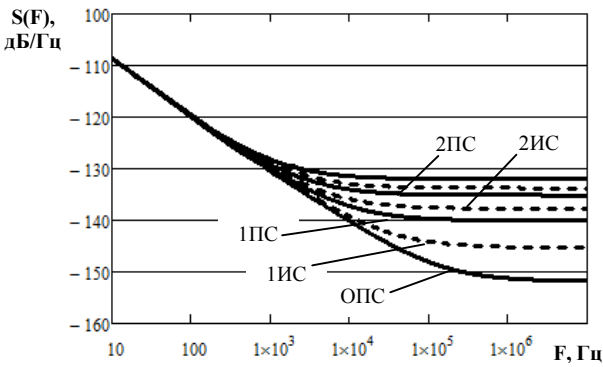


Рис. 6. Уровень СПМ фазовых шумов ЦСС непосредственно на прямой и побочных составляющих

В этом случае для одинаковых частот уровень СПМ фазовых шумов ЦСС на побочных составляющих уменьшится в квадрат коэффициента деления

$$S_{\text{ЦСС_норм}}(F, n, n_1) = S_{\text{ЦСС}}(F, n, n_1) - 10 \lg(n, n_1) / \quad (21)$$

Полученные результаты представлены на рис. 7 для ЦСС AD9911, $f_{\text{ГОЧ}} = 25 \text{ МГц}$, $f_{\text{ОПС}} = 150 \text{ МГц}$ и $n_1 = 20$.

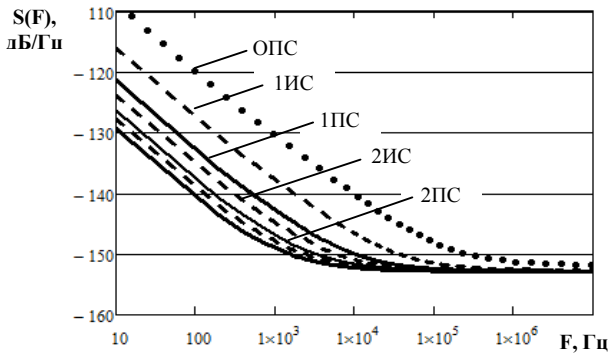


Рис. 7. Уровень СПМ фазовых шумов ЦСС на побочных составляющих приведенных к основной прямой составляющей частоте

Из приведенных графиков видно, что СПМ фазовых шумов в режиме побочных составляющих с ростом номера побочной составляющей возрастает (рис. 6). Приведение же к одной частоте показывает, что уровень СПМ фазового шума с применением побочных составляющих частот оказывается примерно на 6 – 8 дБ/Гц меньше, чем с использованием ОПС частоты ЦСС (рис. 7).

Для сравнения шумовых характеристик ЦСС в режиме побочных ВЧ составляющих рассчитаем СПМ фазовых шумов на выходе формирователя сигналов, состоящего из ЦСС и умножителя выходной частоты с коэффициентом n_2 . При этом, в данном случае и при дальнейших расчетах, выходная

частота формирователя выбирается одинаковой и равной 3000 МГц.

Наиболее универсальной и простой структурой формирователя, в которой возможно использование ВЧ побочных составляющих, является схема, приведенная на рис. 8.

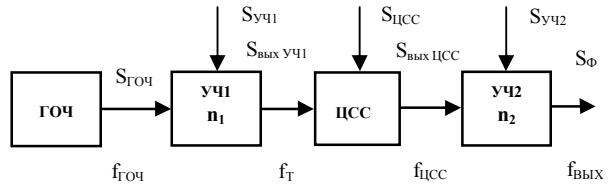


Рис. 8. Обобщенная структурная схема формирователя сигналов с транзисторным умножителем тактовой и выходной частот

Результирующая СПМ фазового шума с учетом собственных шумов умножителя запишется в следующем виде:

$$S_{\text{ФОР_ПС}}(F) = S_{\text{ЦСС_ПС}}(F) \cdot n_2^2 + S_{\text{УЧ2}}(F), \quad (22)$$

где $S_{\text{УЧ2}}(F)$ – СПМ собственных шумов умножителя частоты.

Для сравнения шумовых характеристик формирователя с использованием основной частоты ЦСС и ее ВЧ побочных составляющих рассчитаны СПМ фазовых шумов для первой и третьей прямых составляющих (рис. 9) и первой и третьей инверсной составляющих (рис. 10).

Результаты расчетов представленные на рис. 9 получены для ЦСС AD9911, с тактовой частотой равной $f_{\text{Т}} = 500 \text{ МГц}$, $f_{\text{ОПС}} = 150 \text{ МГц}$, для первой и третьей прямых побочных составляющих.

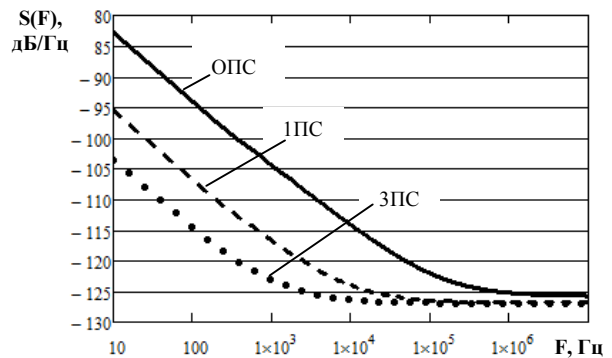


Рис. 9. Уровень СПМ фазовых шумов основной частоты ЦСС, первой и третьей прямых побочных составляющих

Результаты расчетов представленные на рис. 10 получены для первой и третьей инверсных побочных составляющих.

Как видно из рисунков, для получения одинаковых выходных частот используется дополнительный умножитель частоты, который увеличивает

ет шуми ЦСС в n_2^2 раз и вносит свои шумы. Результирующий уровень шума получается меньшим для выходного сигнала в режиме побочных составляющих: для первой положительной составляющей на 12 дБ/Гц, для третьей положительной составляющей на 20 дБ/Гц; для первой отрицательной составляющей 7,5 дБ/Гц, для третьей отрицательной на 18 дБ/Гц.

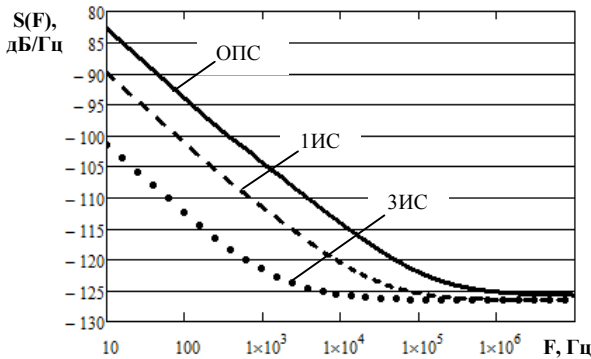


Рис. 10. Уровень СПМ фазовых шумов основной частоты ЦСС, первой и третьей инверсных побочных составляющих

Оценим СПМ фазовых шумов формирователя сигналов с учетом умножения частоты ГОЧ и умножения выходной частоты на транзисторных умножителях (рис.8). Коэффициент умножения умножителя частоты ГОЧ n_1 выбирается из условия получения необходимой тактовой частоты для соответствующего интегрального ЦСС. Он может быть малым при большой частоте $f_{ГОЧ}$ (2,3,5) и большим (20,40,60) при малой частоте ГОЧ. При этом всегда необходимо учитывать, что $f_{ОПС} \approx 0,3f_T$, так как в этом случае будут минимальны уровни паразитных спектральных составляющих в выходном спектре сигнала.

В этом случае соотношение для СПМ фазовых флуктуаций выходного сигнала можно представить в виде

$$S_{ФОР_ПС}(F) = \left((S_{ГОЧ}(F) \cdot n_1^2 + S_{УЧ1}(F)) \cdot K_{ЦСС}^2 + S_{ЦСС_ПС}(F) \cdot n_2^2 + S_{УЧ2}(F) \right) \quad (23)$$

где $S_{ГОЧ}(F)$ – СПМ фазовых шумов ГОЧ, $S_{ЦСС_ПС}(F)$ - СПМ фазовых шумов ЦСС в режиме ВЧ побочных составляющих, $S_{УЧ1}(F)$ – СПМ фазовых шумов умножителя тактовой частоты, $S_{УЧ2}(F)$ – СПМ фазовых шумов выходного умножителя частоты, $K_{ЦСС} = (f_{ЦСС}/f_T)$ – коэффициент передачи фазовых шумов ЦСС, n_1 – коэффициент умножения умножителя тактовой частоты, n_2 – коэффициент

умножения выходного умножителя, F – частота отстройки, $f_{ЦСС}$ – основная прямая составляющая частота ЦСС, f_T – тактовая частота.

При расчете СПМ фазовых шумов формирователя по выражению (23) воспользуемся выражениями для СПМ фазовых шумов выходного сигнала ГОЧ и для умножителей частоты СПМ фазовых шумов, построенных на биполярных транзисторах из [11], для СПМ фазовых шумов интегрального ЦСС в режиме побочных составляющих используем формулу (19). По данным формулам в среде MathCAD были построены СПМ фазовых шумов выходного сигнала формирователя в зависимости от коэффициентов n_1 и n_2 . При этом коэффициент умножения $n_1 = 20$, $n_2 = 5$ и $n_2 = 2$ для положительных побочных составляющих, $n_2 = 9$ и $n_2 = 3$ для отрицательных побочных составляющих.

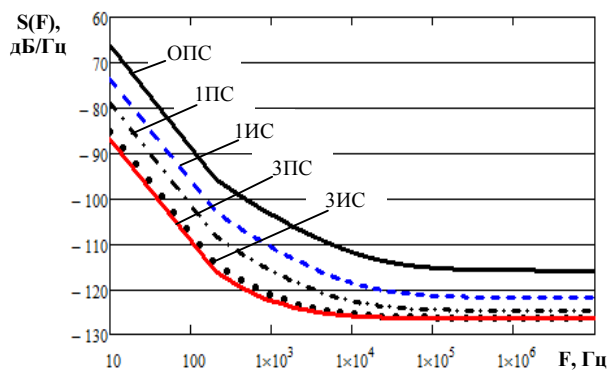


Рис.11. СПМ фазовых шумов выходных сигналов формирователя для 0, 1, 3 – го положительных и инверсных побочных составляющих

Видно, что СПМ шумов формирователя при использовании основной прямой составляющей частоты ЦСС (при $n = 0$) примерно на 10 дБ/Гц больше, чем при использовании самых близких побочных составляющих. С увеличением коэффициента n_1 и увеличением числа побочных составляющих вклад в шум уменьшается. Как видно из полученных зависимостей, самый малый уровень шума вносится третьей боковой составляющей. Сравнивая СПМ фазовых шумов формирователя для положительных и отрицательных побочных составляющих и коэффициентов умножения $n_1 = 20$, пришли к выводу, что при использовании положительных побочных составляющих шум формирователя меньше, чем при использовании отрицательных побочных составляющих. При применении генератора ГОЧ с частотой равной 100 МГц коэффициент n_1 уменьшится до 5. В результате этого расчеты показали уменьшение СПМ фазовых шумов на всех частотах примерно на 10 дБ/Гц.

Выводы

Применение специальных видов интерполирующих функций при формировании сигналов, особенно ЧМ, позволяет осуществить перераспределение энергии выходного сигнала в область высоких частот в пользу ВЧ боковых составляющих. Это обстоятельство особенно важно при реализации режима формирования сигналов с использованием ВЧ побочных составляющих при расширении частотного диапазона ЦСС, что облегчает условия фильтрации полосовыми фильтрами той или иной боковой составляющей.

Проведенные исследования фазовых шумов формирователей сигналов на основе ЦСС с использованием ВЧ побочных составляющих можно сделать следующие выводы:

1. Полученная математическая модель СПМ фазовых шумов формирователя, работающего на побочных составляющих основной частоты, позволяет рассчитать его шумовые характеристики при различных значениях тактовой и выходной частот.

2. Формирователь сигналов, построенный по предложенной схеме, имеет выигрыш по шумовым характеристикам по сравнению с аналогичным формирователем на основной частоте.

3. Формирователи сигналов, использующие боковые составляющие основной частоты ЦСС, позволяющие без ухудшения шумовых характеристик почти на порядок повысить выходную частоту.

4. Применение при формировании сигналов боковых составляющих позволяет уменьшить уровень фазовых шумов, а также позволяет уменьшить коэффициент умножения n_2 , и, соответственно, количество каскадов выходного транзисторного умножителя.

Список литературы

1. Ромашова Л.В. Моделирование спектральных характеристик цифровых вычислительных синтезаторов

частот / Л.В. Ромашова, А.В. Ромашов // Проектирование и технология электронных средств. – 2010. – №1.

2. Ромашова Л.В. Анализ шумов квантования цифровых вычислительных синтезаторов / Л.В. Ромашова // Перспективные технологии в средствах передачи информации. Материалы IX Международной научной конференции. – Владимир, 2011.

3. A. Technical Tutorial on Digital Signal Synthesis. 1999, Analog Devices Inc. [Electronic resource]. – Available: <http://www.analog.com>.

4. Кандырин Н.П. Собственные фазовые шумы цифровых вычислительных синтезаторов сигналов / Н.П. Кандырин // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУ ПС, 2014. – №. 2 (38). – С. 99-102.

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

6. Ромашов В.В. Исследование формирователей высокочастотных сигналов при использовании образов рабочей частоты DDS-синтезаторов / В.В. Ромашов, А.В. Мерзурьев // Радиотехника. – 2009. – № 11. – С. 89 – 92.

7. Гоноровский И.С. радиотехнические цепи и сигналы: Учебник для вузов. – 4-е изд. переработ. и доп. / И.С. Гоноровский – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.

8. А.С. №1432722 (СССР). Цифровой синтезатор частот / Н.А. Михайлов, Ю.М. Романов.

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

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

11. Рыжков А.В. Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А.В. Рыжков, В.Н. Попов. – М.: Радио и связь, 1991, – 264 с.

Поступила в редколлегию 23.01.2015

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

ДОСЛІДЖЕННЯ ШУМОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОРМУВАЧА СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ ЦСС ПРИ ВИКОРИСТАННІ ВЧ БІЧНИХ СКЛАДОВИХ ТА СПЕЦІАЛЬНИХ ВИДІВ ІНТЕРПОЛЮЮЧИХ ФУНКЦІЙ ДЛЯ РОЗШИРЕННЯ ЧАСТОТНОГО ДІАПАЗОНУ

М.П. Кандирін

У статті розглянуто принцип роботи цифрового синтезатора сигналів, що працює в режимі виділення високочастотних прямих і інверсних бічних складових основної частоти для розширення частотного діапазону. Наведено результати моделювання шумових характеристик синтезатора для обраних параметрів синтезованих сигналів.

Ключові слова: цифровий синтезатор сигналів, високочастотні бічні складові, інтерполюючі функції, фазовий шум.

RESEARCH OF NOISE DESCRIPTIONS OF DIGITAL SYNTHESIZER SIGNALS AT THE USE OF THE SPECIAL TYPES OF INTERPOLATING FUNCTIONS FOR FREQUENCY RANGE EXPANSION

N.P. Kandyrin

Principle of work of digital synthesizer of signals is considered in the article, working in the mode selection of high-frequency direct and inverse side tones of fundamental frequency for expansion of frequency range. Results over of design of noise descriptions of synthesizer are brought for the chosen parameters of the synthesized signals.

Keywords: digital synthesizer of signals, high-frequency side tones, interpolating functions, phase noise.