

Методология определения уровня помех дробности в синтезаторах частот с дробно-переменными делителями частоты

Приведена архитектура импульсно-непрерывной модели мультидетекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора частот с делителями частоты с дробно-переменным коэффициентом деления для определения уровня помех дробности. Получены аналитические выражения и в системе MATLAB разработана программа для определения уровня помех дробности при использовании в синтезаторе частот мультиаккумулятора. Приведены результаты спектрального анализа фазы выходного сигнала синтезатора частот в широкополосной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Предложена методика определения уровня помех дробности в синтезаторе частот с учетом квантования по времени процессов в идеальном импульсном элементе с использованием математической модели синтезатора частот в пространстве состояний. Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности. Приведены результаты спектрального анализа уровня помех дробности с помощью математической модели синтезатора частот, учитывающей задержку срабатывания отдельного импульсно-фазового детектора.

А.В. ЛЕНЬШИН,
д-р техн. наук,
(ВУНЦ ВВС «ВВА»,
Воронеж),
В.Н. ТИХОМИРОВ,
Н.М. ТИХОМИРОВ,
д-р техн. наук
(Концерн «Созвездие»,
Воронеж),
Е.В. ШАТАЛОВ,
канд. техн. наук
(ВГЛУ, Воронеж)
andrey-lenshin@yandex.ru

Синтезатор частот, фазовая автоподстройка частоты, дробно-переменные делители частоты, мультиаккумулятор, помехи дробности

В настоящее время в условиях усложнения сигнально-помеховой обстановки, в которой функционируют современные радиоэлектронные системы передачи информации [1, 2], для достижения высоких значений спектральной эффективности [3–6] требуется обеспечение высоких показателей подсистем формирования опорных сигналов на приемной и передающей сторонах указанных радиоэлектронных систем. Решение указанной проблемы приобретает особую значимость в системах авиационной радиосвязи.

В современных средствах авиационной радиосвязи широко используют синтезаторы частот на основе кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты, которые способны синтезировать множество когерентных колебаний (сетку рабочих частот) с заданными частотами и во многом определяют параметры радиопередающего устройства [7]. Современные синтезаторы частот обеспечивают значительное число рабочих частот (30000 и более) при относительной нестабильности рабочей частоты около 10^{-7} [8].

В синтезаторах частот широко применяются дробно-переменные делители частоты, которые являются причиной образования в выходном сигнале синтезатора нежелательных помех дробности. Для снижения уровня помех дробности в спектре сигнала синтезатора в составе дробно-переменных делителей частоты целесообразно использовать различные модификации дельта-сигма-модулятора на основе накапливающих сумматоров-аккумуляторов и элементов цифровой логики [9, 10].

Система импульсно-фазовой автоподстройки частоты имеет ряд нелинейностей (ступенчатый характер работы дробно-переменных делителей частоты [7], неравенство токов заряда и разряда зарядовой накачки при использовании частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой [11]), что усложняет решение проблемы ослабления спектральных составляющих помех дробности в полосе пропускания системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Влияние указанных нелинейностей на уровень помех дробности в составе выходного сигнала синтезатора проанализировано в работе [12]. В наибольшей степени на увеличение уровня помех дробности влияет нелинейность характеристики частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой.

Основные направления снижения уровня помех дробности – применение линейного импульсно-фазового детектора типа «выборка – запоминание»; применение частотно-фазового детектора с зарядовой накачкой с равными токами зарядовой накачки; применение дополнительной цепи компенсации, вы-

деляющей помехи дробности и суммирующей их с сигналом частотно-фазового детектора с неидентичными токами зарядовой накачки на входе фильтра нижних частот; использование нескольких импульсно-фазовых детекторов (типа *RS*-триггеров) параллельного действия и дополнительных устройств компенсации помех дробности; использование нескольких частотно-фазовых детекторов параллельно-последовательного действия [12, 13]. Проблема улучшения спектральных характеристик синтезатора частот использованием коммутируемых фильтров нижних частот с переменными параметрами рассмотрена в работе [14].

Представляет интерес методика определения уровня помех дробности на выходе системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты с цепями модуляции и дробно-переменными делителями частоты. Оценка спектральной чистоты сигналов на выходе синтезатора с дробно-переменными делителями частоты при различных емкостях аккумулятора приведена в работе [15]. В настоящее время в открытой печати отсутствуют методики для оценки влияния на уровень помех дробности разброса параметров множества импульсно-фазовых детекторов и неидеальной работы устройств компенсации помех дробности.

Целью настоящей работы является обоснование методики определения уровня помех дробности мультidetекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменными делителями частоты с разбросом значений их коэффициентов усиления с учетом неточности сигналов устройств компенсации помех дробности.

Способ генерирования дискретного множества частот с использованием системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты иллюстрируется рис. 1. Здесь: ИС1, ИС2 – источники сигналов с частотами f_o, f_c ; Инт1, Инт2 – интеграторы; В-31, В-32 – блоки выборки-запоминания; Сум1, Сум2 – сумматоры; Ус1, Ус2 – усилители; ДЧ – делитель частоты; ИнтС – интегратор со сбросом в ноль в момент времени, когда фаза его проинтегрированного сигнала достигает уровня 2π , в этот же момент времени на его выходе появляется импульс коммутации блока В-32, на вход которого подается сигнал с выхода Инт2, поделенный делителем частоты в $N_{дч}$ раз.

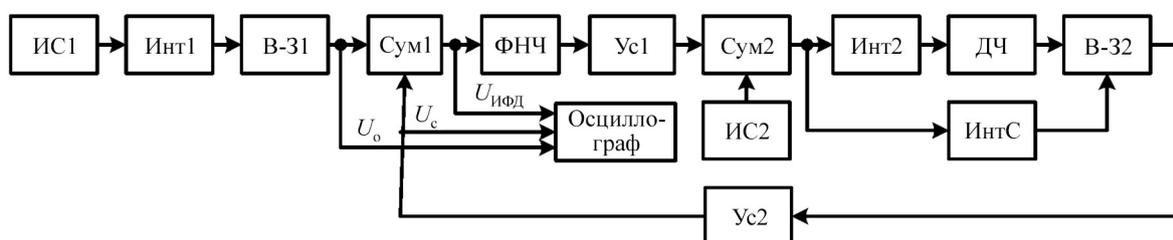


Рис. 1

Управляемый напряжением генератор (УГ) содержит Ус1 – усилитель с коэффициентом передачи $S_{УГ}$, Гц/В, источник сигнала ИС2, интегратор Инт2, а также интегратор со сбросом ИнтС. На сумматор Сум1, выполняющий функции импульсно-фазового детектора, через инвертирующий усилитель Ус2 подается сигнал U_c с выхода элемента В-32, а также сигнал U_o , образованный интегрированием интегратором Инт1 сигнала от источника ИС1 со значением $f_o R/m$ (R, m – целые числа, $R < m$; f_o – опорная частота) и прошедший через блок В-31, который тактируется сигналом с частотой f_o .

На рис. 2 представлены осциллограммы (на входе осциллографа (см. рис. 1)) в отдельных точках системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты – $U_o, U_c, U_{ифд}$ (на выходе сумматора Сум1), – полученные в результате моделирования системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты в подсистеме Simulink математической системы MATLAB [16].

Параметры системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (см. рис. 1): $R = 65$; $m = 256$; $N_{дч} = 16$; $f_o = 320$ МГц; $f_c = 1320$ МГц; $S_{УГ} = 10$ МГц/В; передаточная функция фильтра нижних

частот $G_{\text{ФНЧ}}(s) = \frac{T_1 s + 1}{(T_2 s + 1)(T_3 s + 1)}$, $T_1 = 4,2 \cdot 10^{-8}$ с, $T_2 = 4,2 \cdot 10^{-7}$ с, $T_3 = 6,3 \cdot 10^{-7}$ с. В стационарном состоянии постоянная составляющая сигнала $U_{\text{ИФД}}$ компенсирует начальную расстройку частоты f_o , скорости нарастания огибающих сигналов U_o и $-U_c$ равны, поэтому $f_c = (RN_{\text{дч}}/m)f_o$ [17]. Изменяя значение R через единицу, можно получить множество частот с шагом $df_c = (N_{\text{дч}}/m)f_o$.

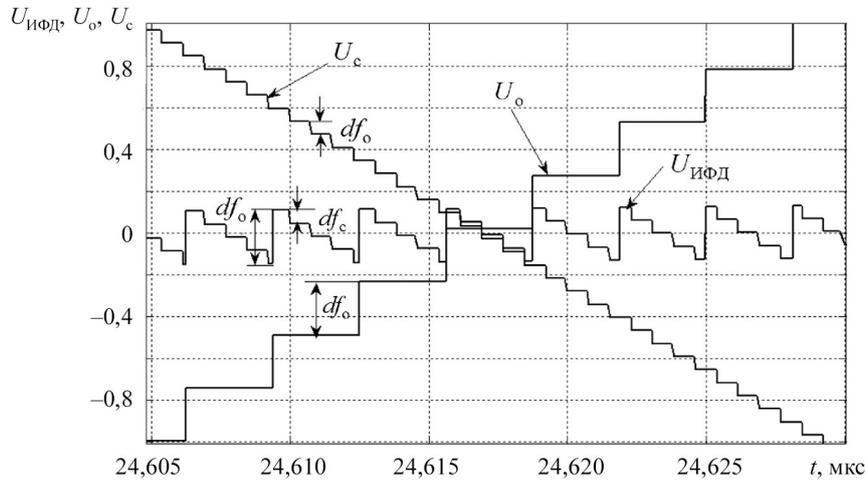


Рис. 2

Проанализировав зависимости (см. рис. 2), можно утверждать, что с каждым тактом опорного сигнала значение $U_{\text{ИФД}}$ увеличивается на величину $df_o = R/m$, а с каждым тактом сигнала управляемого генератора уменьшается на $df_c = 1/N_{\text{дч}}$. Методика расчета побочных составляющих в выходном сигнале линейной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты приведена в работе [18]. Ее применение обеспечивает хорошую фильтрацию спектральных составляющих с частотами f_o и f_c в составе $U_{\text{ИФД}}$ с помощью фильтров нижних частот (f_o и f_c обычно высоки). Практическое применение таких систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты на высоких рабочих частотах осложняется необходимостью разработки высокоскоростных арифметических устройств.

Вариант построения синтезаторов с дробно-переменным делителем частоты с использованием множества импульсно-фазовых детекторов иллюстрируется структурной схемой, представленной на рис. 3. Здесь: ВК – входной каскад; ДФ – дискретный фильтр; СЧ – синтезатор частот.

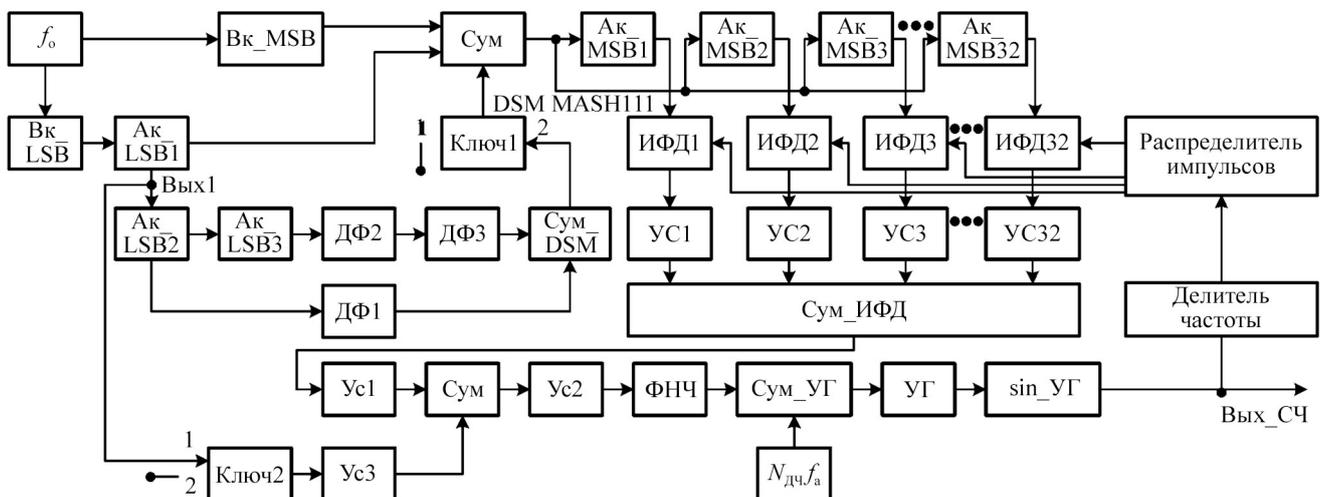


Рис. 3

Вариант построения синтезатора с дробно-переменным делителем частоты соответствует случаю, когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 1, а вариант построения синтезатора с дробно-переменным делителем частоты, управляемым дельта-сигма-модулятором, соответствует случаю, когда Ключ1 и Ключ2 находятся в состоянии 2. Структурная схема содержит один аккумулятор младших разрядов (Ак_LSB1) и множество k аккумуляторов старших разрядов (Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSBK). В структурной схеме (см. рис. 3) использованы 32 аккумулятора, $k = 32$.

Число разрядов аккумулятора Ак_LSB1 равно $(N_a - N_k)$, а суммарную емкость аккумуляторов Ак_LSB1 и Ак_MSB можно определить как $m = 2^{N_a}$ (N_a – общее число двоичных разрядов в Ак_LSB1 и Ак_MSB, а N_k – в k аккумуляторах Ак_MSB). Число R , определяющее выходную частоту синтезатора, разделяется на два числа – R_1 и R_2 ($R = R_1 2^{N_a - N_k} + R_2$). Сигнал переполнения выхода аккумулятора Ак_LSB1 суммируется с числом R_1 на сумматоре Сум и с его выхода подается на точки входа аккумуляторов Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSB32.

Принципиальной особенностью предлагаемой структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 3) является установка начальных состояний Ак_MSBk $C_{нс_k}[n]$, $n = 0$ (n – номер тактирующего аккумулятора импульса с частотой опорного сигнала) по определенному закону, а именно $C_{нс_k}[0] = k - 1$, k – номер аккумулятора. Сигналы переполнения Ак_MSBk с их точек выхода поступают на k входов импульсно-фазовых детекторов ИФД1, ИФД2, ..., ИФД32. На вторые входы импульсно-фазовых детекторов поступают сигналы с распределителя импульсов. Как распределитель импульсов может использоваться кольцевой делитель частоты на $N_{дч}$ сигнала управляемого генератора, соответственно, фазы сигналов с распределителя импульсов, поступающие на входы импульсно-фазовых детекторов ИФДk, имеют вид

$$\varphi_{УГ}(k) = 2\pi(k-1)/N_{дч}. \quad (1)$$

Сигналы с выходов импульсно-фазовых детекторов ИФДk поступают на усилители Ус1, Ус2, ..., Ус32 с коэффициентами усиления $K_{ифд}(k)$ и далее на сумматор Сум_ИФД, усилитель Ус1, сумматор Сум, усилитель Ус2 с коэффициентом $U_m/2\pi$, фильтр нижних частот с передаточной функцией $G_{ФНЧ}(s)$ и управляемый генератор, представленный четырьмя элементами (Сум_УГ, УГ, sin_УГ и элемента, генерирующего частоту $N_{дч}f_a$). На второй вход сумматора Сум через усилитель Ус3 с коэффициентом передачи $2\pi K/m$ подается из точки выхода сигнала состояния аккумулятора Ак_LSB1 (дополнительный сигнал компенсации помех дробности).

Процессы на выходе сумматора Сум_ИФД сложны, зависят от множества параметров синтезатора частот. Получить какие-либо закономерности возможно только при моделировании синтезатора с использованием какой-либо системы компьютерной математики. В подсистеме блочного моделирования Simulink системы компьютерной математики MATLAB [16] промоделирован синтезатор с дробно-переменным делителем частоты в синхронном режиме для случая $f_c = (RN_{дч}/m)f_o$. Выбирались следующие параметры синтезатора частот: $m = 256$; $N_{дч} = K = 16$; $f_o = 320$ МГц; $R = 31, 32, 63, 64, 127, 128$.

Основной целью моделирования является определение зависимости уровня постоянной составляющей сигнала на выходе сумматора Сум_ИФД (см. рис. 3) от запаздывания сигнала управляемого генератора (выявление формы характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов). При моделировании синтезатора частот в этом режиме кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты размыкалось на входе фильтра нижних частот, управляемый генератор заменялся на генератор синусоидального сигнала из библиотеки Simulink с частотой f_c , а в цепь между генератором синусоидального сигнала и делителем частоты (на $N_{дч}$) ставился элемент задержки (из библиотеки Simulink) со значением времени задержки τ .

На рис. 4 представлены зависимости нормированной постоянной составляющей напряжения на выходе суммы импульсно-фазовых детекторов от нормированного времени запаздывания сигнала управляемого генератора – τ/T_{yT} ($T_{yT} = 1/f_c$), I_{lin} – значение рабочего раствора характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов в секундах. Зависимости (см. рис. 4) являются периодическими по параметру τ/T_{yT} со значением, равным k , при R , кратных m .

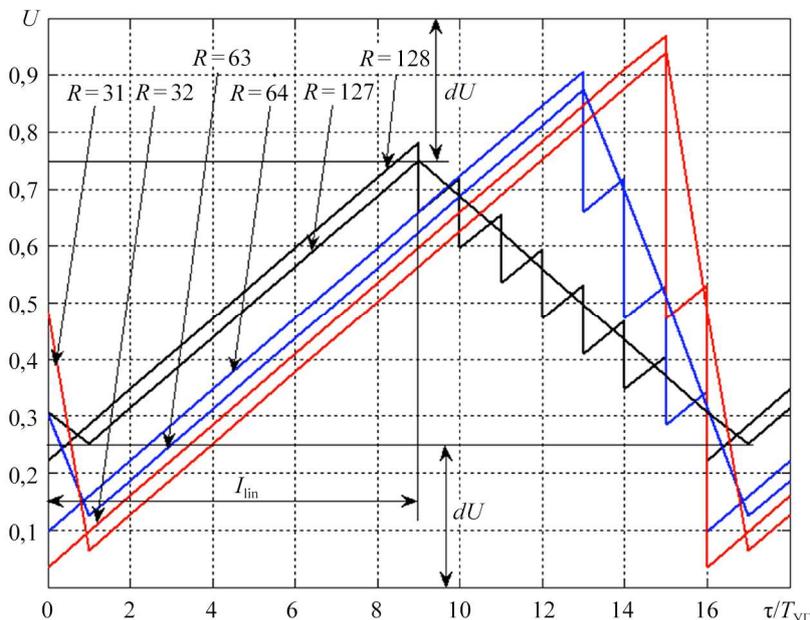


Рис. 4

Как видим (см. рис. 4), максимальное и минимальное значения напряжения U и форма характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов зависят от отношения R/m , крутизна положительного (рабочего) наклона характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов не зависит от величины R/m .

Согласно проведенным исследованиям синтезатора частот для случая $K = 8,16$ и $R/m \leq 0,5$ размах нормированного напряжения на выходе суммы импульсно-фазовых детекторов варьируется от dU до $(1-dU)$ ($dU = (1/2K)(KR/m - 1)$ для $m/R = 2,4,8,16, \dots$, $KR/m \geq 1$; в иных случаях справедливо приближенное соотношение $dU \approx 0,5R/m$). Несимметричность треугольной характеристики суммы импульсно-фазовых детекторов можно представить в виде $\vartheta = 2(I_{lin}/K - 0,5) = 2[0,5 - (R/m - 1/K)]$ при $m/R = 2,4,8,16, \dots$, $KR/m \geq 1$ и $\vartheta \approx 2[0,5 - R/m]$ в иных случаях.

Определим уровень помех дробности в синтезаторе частот. Импульсные последовательности на выходах аккумуляторов A_k_MSB периодичны с периодом m/f_0 и характеризуются средней частотой $f_a = (R/m)f_0$ (f_0 – частота тактирования аккумуляторов). Последовательности имеют недопустимо высокий уровень помех дробности с частотой $f_{nd} = f_0/m$ и ее гармониками, для уменьшения уровня помех дробности применяется ряд специальных мер [7, 11].

При сравнении результатов моделирования системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (см. рис. 1) и синтезатора частот (см. рис. 3) в подсистеме Simulink математической системы MATLAB8 [16] при $K_{fd}(k) = 1$ для $k = 1,2, \dots, 32$ выявлена полная идентичность сигнала $U_{ифд}$ и сигнала на выходе сумматора Сум, деленного на величину $2\pi K$.

Проанализируем процессы возникновения и возможности снижения уровня помех дробности.

Импульсные последовательности с выходов аккумуляторов A_k_MSB (см. рис. 3) имеют следующие свойства.

Последовательности являются точными копиями импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1, при этом абсолютная задержка импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1 относительно импульсной последовательности с выхода Ак_MSBk определяется следующим выражением:

$$\tau_{\text{абс}}(i) = \frac{im}{\alpha K} T_0, \quad (2)$$

где $T_0 = 1/f_0$; $\alpha = 1$ для R нечетных или α – максимальное число, кратное двум, на которое делится R ; число $i = \overline{1, 31}$ сложным образом связано с номером Ак_MSBk, и только для некоторых чисел R можно записать $i = k - 1$.

Под усредненной импульсной последовательностью будем понимать идеальную импульсную последовательность с периодом $T_c = m/Rf_0$ (импульсные последовательности с выходов аккумуляторов Ак_MSBk равны их усредненным импульсным последовательностям с учетом фазовых «флуктуаций»). Тогда относительная задержка усредненной импульсной последовательности с выхода Ак_MSB1 по усредненной импульсной последовательности с выхода Ак_MSBk равна

$$\tau_{\text{отн}}(k) = \frac{m}{KR} T_0 (k - 1). \quad (3)$$

Абсолютную задержку $\tau_{\text{абс}}(i)$ можно определить, решая уравнения первого порядка вида

$$\text{mod} \left[\tau_{\text{абс}}(k - 1), \frac{m}{KR} T_0 \right] = \frac{m}{KR} T_0 (k - 1), \quad (4)$$

где $k = \overline{2, K}$ – номер аккумулятора Ак_MSB; $\text{mod}[x, y]$ – функция вычисления остатка от целочисленного деления x на y .

Примеры расчета $\tau_{\text{абс}}(i)/(1024T_0)$ для случая $N_a = 15$, $K = 32$ с помощью выражения (4) с применением встроенной функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica [13] приведены в таблице.

R	k									
	2	3	4	5	...	29	30	31	32	
8449	1	2	3	4	...	28	29	30	31	
8453	13	26	7	20	...	12	25	6	19	

По данным таблицы, для случая $R = 8453$ величина абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов аккумуляторов Ак_MSBk сложным образом связана с номером Ак_MSBk.

Данное утверждение позволяет для изучения локальных процессов и определения уровня помех дробности перейти от структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 3) к структурной схеме импульсно-непрерывной модели синтезатора частот, представленной на рис. 5.

В отличие от ранее предложенной архитектуры синтезатора с дробно-переменным делителем частоты, управляемым дельта-сигма-модулятором, с использованием ряда накапливающих аккумуляторов и множества импульсно-фазовых детекторов (схема на рис. 3 содержит один аккумулятор младших разрядов (Ак_LSB1) и множество k аккумуляторов старших разрядов (Ак_MSB1, Ак_MSB2, ..., Ак_MSB32)) на рис. 5 аккумуляторы Ак_MSB2, Ак_MSB3, ..., Ак_MSB32 заменены на линии задержки ЛЗ1, ЛЗ2, ..., ЛЗ31, тактируемые сигналом с частотой f_0 , соединенные последовательно. Каждая из них задерживает входной сигнал на величину $(m/K)T_0$, т. е. $d = m/K$. С выходов Ак_MSB1 и ЛЗ1, ЛЗ2 ... ЛЗ31 сигналы подаются на вычитающие входы устройства Сум1, Сум2, ..., Сум32, на второй вход которых подается постоянный сигнал R/m , эквивалентный средней частоте $f_a = (R/m)f_0$.

В момент переполнения $Ак_MSBk$ с их точек выхода появляется сигнал, равный единице, в другие моменты времени этот сигнал равен нулю:

$$CHC_i[n] = C_i[n] < C_i[n-1]. \quad (6)$$

С помощью выражений (5), (6) функционирование мультиаккумулятора можно записать в виде системы матричных разностных уравнений

$$\begin{cases} \mathbf{C}[n+1] = \mathbf{A} \cdot \mathbf{CM}[n] + \mathbf{BR}; \\ \mathbf{CM}[n] = \text{mod}(\mathbf{C}[n], m); \\ \mathbf{CHC}[n] = [\mathbf{CM}[n] < \mathbf{CM}[n-1]], \end{cases} \quad (7)$$

где $\mathbf{C} = [C_1, C_2, \dots, C_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора (с учетом начальных состояний $C_k[0] = 2^{N_a - N_k} (k-1)$); \mathbf{A} – диагональная единичная матрица размером $k \times k$; $\mathbf{CM} = [CM_1, CM_2, \dots, CM_K]$ – вектор-столбец состояний мультиаккумулятора с учетом осуществления операции $\text{mod}(x, m)$; \mathbf{B} – единичный вектор-столбец k -го порядка; $\mathbf{CHC} = [CHC_1, CHC_2, \dots, CHC_K]$ – вектор-столбец состояний на выходах переполнений мультиаккумулятора.

Для анализа синтезатора частот (см. рис. 5) уравнения (7) необходимо дополнить разностным уравнением функционирования аккумулятора $Ак_LSB1$:

$$e_{Ак_LSB1}[n+1] = \text{mod}(e_{Ак_LSB1}[n] + R_2, 2^{N_a - N_k}), \quad (8)$$

где $e_{Ак_LSB1}[n]$ – сигнал аккумулятора $Ак_LSB1$ в точке Вых1 (см. рис. 5).

Представим сигнал на входе сумматора Сум со стороны мультиаккумулятора в виде разностного уравнения

$$\varphi_{вх}[n] = 2\pi \sum_{i=0}^n K_{ifd} [CHC[i] - R/m] + [e_{Ак_LSB1}[n] + de_{Ак_LSB1}[n]] \frac{2\pi K}{m}, \quad (9)$$

где \mathbf{K}_{ifd} – вектор-строка $[K_{ifd}(1), K_{ifd}(2), \dots, K_{ifd}(K)]$; $de_{Ак_LSB1}[n]$ – некоторое отклонение от сигнала аккумулятора $Ак_LSB1$ в точке Вых1 из-за неидеальности цифроаналогового преобразователя, преобразующего «цифровое» состояние $Ак_LSB1$ в аналоговый сигнал (на рис. 5 не показан).

Проанализировав рис. 5, можно сделать вывод о том, что изображение по Лапласу фазы сигнала управляемого генератора на выходе синтезатора частот можно записать в виде

$$\begin{aligned} \varphi_{вх}(s) = & \left\{ \left[e_{Ак_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) \varphi_k(s) + \right. \\ & \left. + [e_{Ак_LSB1}(s) + de_{Ак_LSB1}(s)] \frac{2\pi K}{m} \right\} \frac{U_m G_{ФНЧ}(s) S_{УГ} / s}{1 + U_m G_{ФНЧ}(s) S_{УГ} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / N_{ДЧ} s}, \end{aligned} \quad (10)$$

где $e_{Ак_MSB1}(s)$, $e_{Ак_LSB1}(s)$, $de_{Ак_LSB1}(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $Ак_MSB1$ на выходе, сигнала $Ак_LSB1$ и некоторого отклонения от сигнала $Ак_LSB1$ в точке Вых1 (см. рис. 5); $\varphi_k(s)$ – изображение по Лапласу сигнала $\varphi_k(t)$; $z = \exp(sT_0)$.

Для обеспечения необходимого снижения уровня помех дробности с частотами kf_0/m ($k=1, 2, 3, \dots$) в синтезаторе частот используется сигнал аккумулятора $Ак_LSB1$ из точки Вых1 (см. рис. 5). В идеаль-

ном случае, когда $K_{ifd}(k) = 1$, $de_{AK_LSB1}(t) = 0$ и $\varphi(k) = 0$, на вход сумматора Сум подается точный сигнал AK_LSB1 с точки Вых1. В этом случае справедливо выражение

$$\varphi_{вх}(s) = \left[e_{AK_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) z^{-d(k-1)} + e_{AK_LSB1}(s) \frac{2\pi K}{m} = 0, \quad (11)$$

соответственно, помехи дробности на выходе синтезатора отсутствуют.

Можно показать, что условию полной компенсации помех дробности во временной области соответствует выполнение равенства

$$\text{mod} \left[nR_2, \frac{m}{K} \right] \equiv \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \text{mod} \left[\frac{m}{K} (k-1) + nR, m \right] - \frac{m(K-1)}{2K}, \quad (12)$$

левая часть которого отражает сигналы с аккумулятора AK_LSB1 , а правая – с суммы аккумуляторов AK_MSB .

Доказать равенство (12) в общем случае не удалось, однако с помощью численных расчетов с применением функции ChineseRemainder системы компьютерной математики Wolfram Mathematica 7 [19] подтверждена справедливость выражения (12).

Согласно проанализированным выражениям (10), (11) уровень помех дробности в составе $\varphi_{вх}(t)$ зависит от отличия $K_{ifd}(k)$ от единицы, точности цифроаналогового преобразователя, преобразующего цифровой сигнал $e_{AK_LSB1}[n]$ в аналоговый. Проанализировав уравнения (10) для $N_{дч} = K$, можно также сделать вывод о том, что в синтезаторе частот (см. рис. 5) происходит не умножение шумов приведенных к входам импульсно-фазовых детекторов, а их суммирование, что также ухудшает качество выходного сигнала синтезатора.

В соответствии с рис. 5 и выражениями (9), (10) в системе MATLAB [16] разработана программа для определения уровня помех дробности в виде зависимости $\varphi_{вх}(t)$, где $t = n/f_0$. В этом случае $\varphi_{вх}(t)$ представляет собой решетчатую функцию с периодом m/f_0 , соответственно, спектральные составляющие помех дробности можно оценить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{вх}(t)$.

Спектральные составляющие помех дробности на выходе легко вычислить, умножив спектральные составляющие помех дробности $\varphi_{вх}(t)$ на модуль передаточной функции замкнутой системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты:

$$G_{PLL}(j\omega) = \frac{U_m G_{ФНЧ}(j\omega) S_{УГ} / j\omega}{1 + U_m G_{ФНЧ}(j\omega) S_{УГ} \sum_{k=1}^K K_{ifd}(k) / j\omega N_{дч}}. \quad (13)$$

На рис. 6 представлены результаты спектрального анализа $0,5\varphi_{вх}(t)$ для случая $R = 8449$; $m = 2^{15}$; $K = 32$; $f_0 = 320$ МГц; $N_{дч} = K$; $\varphi(k) = 0$. Величина $0,5\varphi_{вх}(t)$ отражает одну «боковую» составляющую спектра фазы выходного сигнала синтезатора частот $\varphi_{вых_сч}(t) \approx 0,5\varphi_{вх}(t)$ в широкополосной системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты.

На рис. 6 кривой 1 обозначены $20 \log |\varphi_{вых_сч}(nf_{пл})|$, спектральные составляющие быстрого преобразования Фурье от $\varphi_{вых_сч}(t)$; кривой 2 – сумма спектральных составляющих $\varphi_{вых_сч}(t)$ – $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$; кривой 3 – сумма спектральных составляющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$ при $K_{ifd}(k) = 1$ за исключением $K_{ifd}(1) = 1 + 0,01$ и $de_{AK_LSB1}(t) = 0$; кривой 4 – сумма спектральных составляющих

ющих $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{\text{вых_сч}}(if_{\text{пл}})|^2}$ при $K_{ifd}(k) = 1$; $de_{\text{Ак_LSB1}}(t)$ – решетчатая функция, амплитуда которой является случайной величиной, распределенной по нормальному закону с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением, равным 0,5. Кривые 1, 2 получены для случая, когда значения $K_{ifd}(k)$ являются случайными величинами, распределенными по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением, равным 0,01, при $de_{\text{Ак_LSB1}}(t) = 0$.

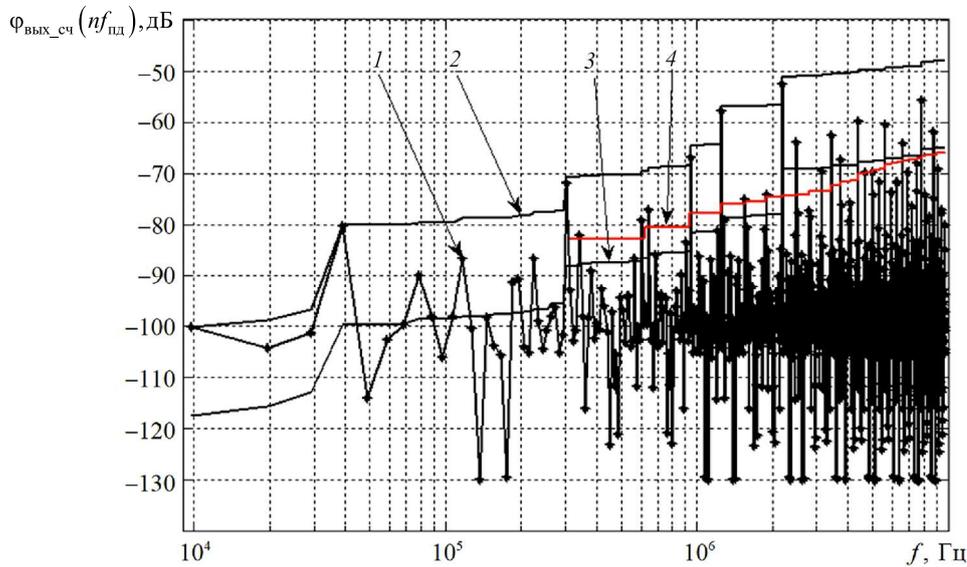


Рис. 6

Проанализировав зависимости (см. рис. 6), можно сделать вывод о том, что из-за нарушения условий $K_{ifd}(k) = 1$ или $de_{\text{Ак_LSB1}}(t) = 0$ резко увеличивается уровень помех дробности в составе выходного сигнала синтезатора частот.

Рассмотрим методику расчета уровня помех дробности в синтезаторе частот с учетом квантования по времени процессов в идеальном импульсном элементе на входе и цепи обратной связи системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. При анализе уровня помех дробности в синтезаторе частот наряду с общими соотношениями будем ориентироваться на использование в цепи «импульсно-фазовый детектор – управляемый генератор» традиционного фильтра нижних частот (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего фильтров) [11, 17].

Особенностью структурной схемы синтезатора частот (см. рис. 5) является наличие в ней двух идеальных импульсных элементов с неравными периодами квантования во времени, определяемых из соотношения $T_{\text{УГ}} = (m/RK)T_0$. Задачи в импульсных системах управления с несколькими квантователями, имеющими неравные периоды квантования, предлагается решать методами пространств состояний [20].

Для получения математической модели синтезатора частот будем использовать дифференциальные уравнения, описывающие синтезатор в пространстве состояний, вида

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}[\varphi_{\text{вх}}(t)T_0\delta(t - nT_0) - \varphi_{\text{УГ}}(t)T_{\text{УГ}}\delta(t - iT_{\text{УГ}})K_{ifd}[iT_{\text{УГ}}]]; \\ \varphi_{\text{УГ}}(t) = \mathbf{C}\mathbf{X}, \end{cases} \quad (14)$$

где \mathbf{X} – вектор состояний длиной k (напряжения на конденсаторах фильтра нижних частот, фаза управляемого генератора $\varphi_{\text{УГ}}(t)$); \mathbf{A} – квадратная матрица состояния; \mathbf{B} – вектор управления; $\varphi_{\text{вх}}(t)$ – сигнал на входе Ключа1; $\delta(t)$ – функция Дирака; \mathbf{C} – вектор-строка для вычисления выходной координаты $\varphi_{\text{УГ}}(t)$;

$K_{jfd}[iT_{yT}]$ – периодическая функция с периодом KT_{yT} (т. е. $K_{jfd}[(i+K)T_{yT}] = K_{jfd}[iT_{yT}]$ и $K_{jfd}[iT_{yT}] = K_{jfd}(k)$ для $\text{mod}(i,K) = k$). Для фильтра нижних частот (последовательное соединение пропорционально-интегрирующего и интегрирующего фильтров) $\mathbf{X} = [U_{C1}(t); U_{C2}(t); \varphi_{yT}(t)]$;

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -1/T_2 & 0 & 0 \\ (1-T_1/T_2)/T_3 & -1/T_3 & 0 \\ 0 & 2\pi S_{yT} & 0 \end{bmatrix}; T_1 = R_2 C_1; T_2 = (R_1 + R_2) C_1; T_3 = R_1 C_2; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} U_m/2\pi T_2 \\ U_m T_1/2\pi T_2 T_3 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = [0; 0; 1];$$

$U_{C1}(t)$, $U_{C2}(t)$ – напряжения на конденсаторах C_1 , C_2 фильтра нижних частот; R_1 , R_2 – резисторы фильтра.

Интегрирование выражения (14) проведем на трех соседних подынтервалах времени, принимая во внимание эпюры импульсов тактирования Ключа1 – $e_o(t)$ и Ключа2 – $e_{yT}(t)$ (наиболее интересный случай $T_o < T_{yT}$): первый подынтервал – $\tau_{yT}[n]$; второй подынтервал – $\tau_o[n]$; третий подынтервал – $k_{o_{yT}}[n] \cdot T_{yT} = \text{floor}[(T_o - \tau_{yT}[n])/T_{yT}] T_{yT}$; где $\text{floor}[x/y]$ – выделение целого числа при делении x на y . Рекуррентные соотношения для вычисления $\tau_{yT}[n+1]$ и $\tau_o[n+1]$ имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \tau_{yT}[n+1] = T_o - k_{o_{yT}}[n] T_{yT} - \tau_o[n]; \\ \tau_o[n+1] = T_{yT} - \tau_{yT}[n+1]. \end{cases} \quad (15)$$

Особенностью дифференциального уравнения (14) является наличие в его составе δ -функций. Используя методику решения дифференциальных уравнений, в состав которых входят обобщенные функции (к которым относятся δ -функции и их производные), решение (14) представим в виде рекуррентного соотношения для первого подынтервала

$$\mathbf{X}[nT_o] = e^{A\tau_{yT}[n]} \mathbf{A}_1[iT_{yT}] \mathbf{X}[nT_o - \tau_{yT}[n]]. \quad (16)$$

Здесь: $\mathbf{X}[nT_o - \tau_{yT}[n]]$ – состояние системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты в момент времени $[nT_o - \tau_{yT}[n]]$; $\mathbf{A}_1[iT_{yT}]$ – блочная единичная диагональная матрица размером $k \times k$, в которой k -й столбец заменен на $-\mathbf{B}T_{yT}K_{jfd}[iT_{yT}] + [0; 0; \dots; 1]$. Для последовательного соединения пропорционально-

интегрирующего и интегрирующего фильтров $\mathbf{A}_1[iT_{yT}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & -U_m T_{yT} K_{jfd}[iT_{yT}]/2\pi T_2 \\ 0 & 1 & -U_m T_{yT} K_{jfd}[iT_{yT}] T_1/2\pi T_2 T_3 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$; $\mathbf{A}_1[iT_{yT}]$

определяет величину скачка вектора состояния в момент времени $[nT_o - \tau_{yT}[n]]$.

Решение (14) для второго подынтервала запишем в виде

$$\mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n]] = e^{A\tau_o[n]} [\mathbf{X}[nT_o] + T_o \varphi_{вх}[nT_o] \mathbf{B}], \quad (17)$$

где $T_o \varphi_{вх}[nT_o] \mathbf{B}$ – величина скачка вектора состояния в момент времени nT_o .

Решение (14) для третьего подынтервала имеет следующий вид:

$$\mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n] + iT_{yT}] = e^{AT_{yT}} \mathbf{A}_1[iT_{yT}] \mathbf{X}[nT_o + \tau_o[n] + (i-1)T_{yT}]. \quad (18)$$

В соответствии с рис. 5 и выражениями (15) – (18) в системе MATLAB разработана программа для определения уровня помех дробности в виде зависимости $\varphi_{yT}[iT_{yT}]$. Так как максимальный период помех дробности равен $T_{пд} = m/f_o$, а $T_{yT} = m/f_o RK$, то из этих соотношений найдем $T_{пд} = RK T_{yT}$. В связи с этим максимальное значение i_{max} при определении уровня помех дробности с учетом переходных процессов в системе импульсно-фазовой автоподстройки частоты [21] должно быть $i_{\text{max}} > RK$. Соответ-

ственно, спектральные составляющие помех дробности можно получить, используя быстрое преобразование Фурье от $\varphi_{УГ}[iT_{УГ}]$ с числом выборок RK .

На рис. 7 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{УГ}[f_{УГ}]$ для случая $R=8193$; $m=2^{15}$; $K=32$; $f_o=320$ МГц; $N_{ДЧ}=K$; $\varphi(k)=0$. Значения $K_{jfd}(k)$ являются случайной величиной, распределенной по нормальному закону со средним значением 1 и среднеквадратическим отклонением 0,01 и $de_{АК_LSB1}(t)=0$, полоса пропускания системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты примерно 100 кГц.

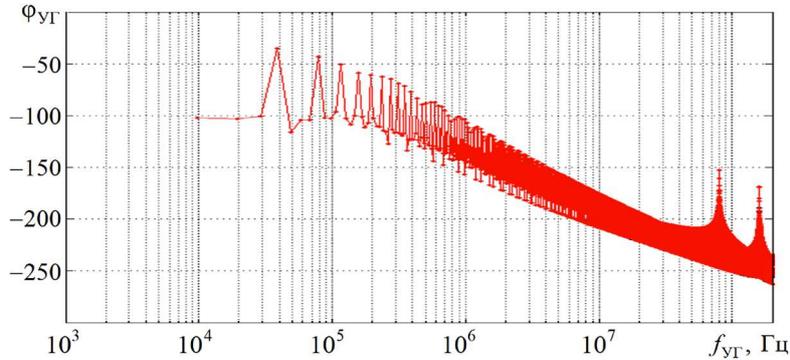


Рис. 7

По результатам проведенных исследований, при определении уровня помех дробности по разработанным методикам с учетом и без учета влияния дискретизации во времени с помощью Ключа1 и Ключа2 получают практически одинаковые значения. Это позволяет сделать вывод о возможности использовать для определения уровня помех дробности в синтезаторах частот более простой методики, не учитывающей эффекты квантования по времени.

Рассмотрим влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности в синтезаторе частот. Введем параметр $\tau_{jfd}(k)$ – массив чисел в секундах длиной k ; k – номер импульсно-фазового детектора, определяющий задержку срабатывания k -го импульсно-фазового детектора при поступлении на его вход нарастающего фронта сигнала с k -го аккумулятора. В этом случае в модели синтезатора частот (см. рис. 5) необходимо добавить между каждым выходом усилителей $Уск$ и входом сумматора Сум_ИФД линии задержки на величину $\tau_{jfd}(k)$. Тогда выражение (11) для $\varphi_{вх}(s)$ запишется в виде

$$\varphi_{вх}(s) = \left[e_{АК_MSB1}(s) - \frac{R}{m} \right] \frac{2\pi z}{z-1} \sum_{k=1}^K K_{jfd}(k) e^{-s\tau_{jfd}(k)} z^{-d(k-1)} + e_{АК_LSB1}(s) \frac{2\pi K}{m}. \quad (19)$$

На рис. 8 представлены результаты спектрального анализа $\varphi_{вх}(t)$, рассчитанные с помощью выражения (19), для случая $R=8449$; $m=2^{15}$; $K=32$; $f_o=320$ МГц; $N_{ДЧ}=K$; $\varphi(k)=0$.

Кривые 1–3 (три реализации) (см. рис. 8) – это сумма спектральных составляющих $\varphi_{вых_сч}(t) - 20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$, когда значения $\tau_{jfd}(k)$ представляют собой случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и среднеквадратичным отклонением $5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 4 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$ для случая, когда все значения $\tau_{jfd}(k)$ представляют случайную величину, распределенную по нормальному закону со средним значением $12,5 \cdot 10^{-12}$ с и среднеквадратичным отклонением $5 \cdot 10^{-12}$ с, $e_{АК_LSB1}(t)$ также запаздывает на $12,5 \cdot 10^{-12}$ с. Кривая 5 – сумма $20 \log \sum_{i=1}^n \sqrt{|\varphi_{вых_сч}(if_{пл})|^2}$ при $\tau_{jfd}(k)=0$, кроме $\tau_{jfd}(1)=12,5 \cdot 10^{-12}$ с.

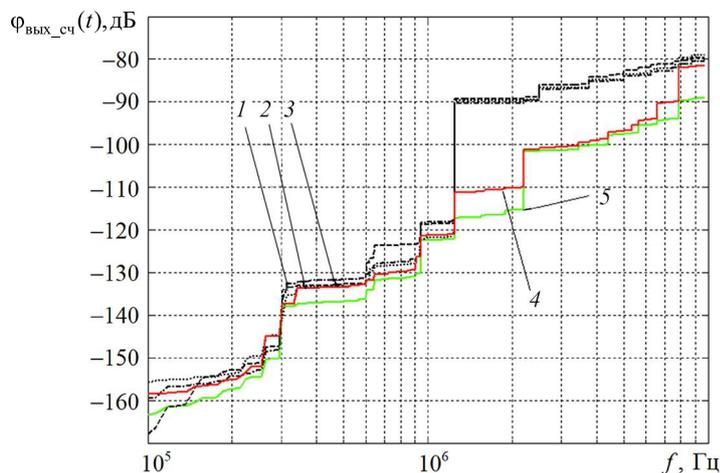


Рис. 8

Согласно проанализированным зависимостям (см. рис. 8) резкий скачок уровня спектральных составляющих на частоте 1,25 МГц обусловлен задержкой компенсирующего сигнала $e_{AK_LSB1}(t)$.

Таким образом, в работе предложена архитектура мультidetекторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты. На основании анализа абсолютной задержки импульсных последовательностей с выходов аккумуляторов предложена структурная схема импульсно-непрерывной модели синтезатора частот для определения уровня помех дробности. Приведено условие полной компенсации помех дробности во временной области. Приведена методология определения уровней помех дробности, включающая математическую модель системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты в цепи обратной связи и импульсно-фазовыми детекторами с неидентичными параметрами усиления.

Найдены аналитические выражения для определения уровней помех дробности на выходе системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты синтезатора с дробно-переменным делителем частоты. Приведены результаты расчетов уровней помех дробности при варьировании коэффициентов усиления детекторов и неточностей устройств компенсации. Проанализировано влияние разброса задержек срабатывания множества импульсно-фазовых детекторов со стороны мультиаккумулятора на уровень помех дробности в синтезаторе частот.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тяпкин П.С., Важеннин Н.А., Плохих П.А. Использование методов слепого разделения сигналов в задачах повышения помехоустойчивости систем космической связи с квадратурной амплитудной модуляцией // Изв. вузов. Авиационная техника. 2023. № 3. С. 175–183.
2. Тяпкин П.С., Важеннин Н.А., Плохих П.А. Повышение помехоустойчивости систем дальней космической связи при воздействии помех от стационарных плазменных двигателей // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 2. С. 185–196.
3. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Чернявский С.М. К вопросу повышения спектральной эффективности фазовых радиотехнических систем передачи информации, функционирующих при сильных межсимвольных искажениях // Изв. вузов. Авиационная техника. 2018. № 1. С. 113–118.
4. Леньшин А.В. и др. Переходные процессы в системе импульсно-фазовой автоподстройки с дробно-переменными делителями частоты и элементами коммутации // Изв. вузов. Авиационная техника. 2024. № 4. С. 218–229.
5. Лернер И.М., Файзуллин Р.Р., Рябов И.В. Оптимизированный алгоритм оценки пропускной способности каналов связи, функционирующих на базе теории разрешающего времени // Радиотехника. 2022. № 4. С. 91–109.
6. Лернер И.М. и др. Повышение удельной пропускной способности как фундаментальная проблема теории связи. Стратегия развития в постшенноновскую эпоху. Часть 1. Ретроспективный обзор методов приема и обработки сигналов в частотно-селективных каналах связи при скоростях передачи информации выше скорости Найквиста // Успехи современной радиоэлектроники. 2023. № 1. С. 37–50.

7. Романов С.К., Тихомиров Н.М., Леньшин А.В. Системы импульсно-фазовой автоподстройки в устройствах синтеза и стабилизации частот. М.: Радио и связь, 2010. 328 с.
8. Дингес С.И. и др. Радиопередающие устройства. М.: Горячая линия–Телеком, 2022. 1200 с.
9. Riley T., Copeland M., Kwasniewski T. Delta-Sigma Modulation in Fractional-N Frequency Synthesis // IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1993. Vol. 28. № 5. P. 553–559.
10. Леньшин А.В. и др. Помехи дробности в синтезаторах с делителями частоты, управляемыми дельта-сигма модуляторами // Телекоммуникации. 2012. № 5. С. 38–42.
11. Левин В.А., Малиновский В.Н., Романов С.К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
12. Романов С.К., Матвеева А.И., Тихомиров Н.М. О влиянии рассогласования токов накачки импульсного частотно-фазового детектора на спектр помех в системе ИФАПЧ с дробным делителем частоты // Теория и техника радиосвязи. 2008. Вып. 1. С. 111–117.
13. Yang Y.-C., Lu S.-S. A Quantization Noise Pushing Technique for $\Delta\Sigma$ Fractional-N Frequency Synthesizers // IEEE Transactions Microwave. Theory and Techniques. 2008. Vol. 56. № 4. P. 817–825.
14. Романов С.К., Леньшин А.В. Интермодуляционные помехи в синтезаторах частот дробно-переменными делителями частоты // Вестник Воронежского института МВД России. 2011. № 2. С. 19–24.
15. Коротков А.С., Леньшин А.В. Моделирование характеристик синтезаторов частот с каналами компенсации фазовых искажений для комплексов средств связи // Телекоммуникации. 2024. № 10. С. 19–30.
16. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. М.: ДМК Пресс, 2023. 977 с.
17. Тихомиров Н.М., Романов С.К., Леньшин А.В. Формирование ЧМ сигналов в синтезаторах с автоподстройкой. М.: Радио и связь, 2004. 210 с.
18. Романов С.К., Радько Н.М. Линейная импульсная модель для определения спектра помех в синтезаторах частот с цифровым фазовым детектором // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. 1992. № 5. С. 86–91.
19. Иванов О.А., Фридман Г.М. Дискретная математика. СПб.: Питер, 2020. 352 с.
20. Ту Ю. Современная теория управления. М.: Машиностроение, 1971. 474 с.
21. Тихомиров Н.М., Леньшин А.В., Тихомиров В.Н. Быстродействие синтезатора с переключаемыми каналами управления и трактами приведения частоты // Радиотехника. 2014. № 11. С. 58–66.

Поступила в редакцию 18.02.25

После доработки 4.03.25

Принята к публикации 4.03.25

Methodology for Determining the Level of Fractional Interference in Frequency Synthesizers with Fractional Variable Frequency Dividers

A.V. LEN'SHIN¹, V.N. TIKHOMIROV², N.M. TIKHOMIROV², AND E.V. SHATALOV³

¹ Russian Air Force Military Educational and Scientific Center “Air Force Academy”, Voronezh

² Concern “Sozvezdie”, Voronezh

³ Voronezh State University of Forestry and Technologies named after G.F. Morozov, Voronezh

The architecture of a pulse-continuous model of a multi-detector pulse-phase frequency auto-tuning system of a frequency synthesizer with frequency dividers with a fractional-variable division coefficient for determining the level of fractional interference is presented. Analytical expressions have been obtained and a program has been developed in the MATLAB system to determine the level of fractional interference when using a multiaccumulator frequency synthesizer. The results of spectral analysis of the output signal phase of a frequency synthesizer in a broadband sampled phase-locked loop system are presented. A method is proposed for determining the level of fractional interference in a frequency synthesizer, taking into account the time quantization of processes in an ideal pulse element using the mathematical model of a frequency synthesizer in the state space. The effect of the spread of the response delays of multiple pulse-phase detectors from the multiaccumulator on the level of fractional interference is analyzed. The results of a spectral analysis of the level of fractional interference using the mathematical model of a frequency synthesizer that takes into account the delay in the operation of a separate pulse-phase detector are presented.

Frequency synthesizer, phase-locked loop, fractional variable frequency dividers, multiaccumulator, fractional interference