

Ю. А. НИКИТИН

ПОСТРОЕНИЕ ТРАКТА ПРИВЕДЕНИЯ АКТИВНОГО СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТ

Рассмотрены различные варианты построения тракта приведения кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Определены коэффициенты умножения помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца, и предложены способы их уменьшения.

Ключевые слова: импульсно-фазовая автоподстройка частоты, тракт приведения, конечный автомат, дискретные побочные спектральные составляющие.

Построение широкополосных синтезаторов в СВЧ-диапазоне связано с необходимостью синтеза качественного сигнала с минимальным уровнем побочных спектральных составляющих при заданном шаге сетки частот [1—6].

Глобальную задачу синтеза СВЧ-колебаний с заданным качеством целесообразно разделить на локальные, подчиненные общей идеологии построения системы синтеза частот (ССЧ). Для синтеза сетки частот с малым и сверхмалым шагом можно использовать специализированный синтезатор, например многокольцевой активный синтезатор на основе колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) или пассивный цифровой синтезатор (ПЦС); перенос полученного колебания в требуемый СВЧ-диапазон можно возложить на тракт переноса (приведения) — ТП — на основе умножающего или синтезаторного кольца ИФАП.

При проектировании ТП умножающего кольца ИФАП следует учитывать, что он вносит существенный вклад в преобразование и усиление шумов ССЧ [2, 7].

Цель настоящей статьи — сравнительный анализ трактов приведения активных цифровых синтезаторов частот.

Отметим, что на качество синтезируемого (умножаемого) колебания значительное влияние оказывают низкочастотные флуктуации и шумы, т.е. приходящие с опорным колебанием побочные спектральные составляющие (ПСС), формируемые операционными узлами синтезатора.

Прямое умножение с большой кратностью низкочастотного опорного колебания (выходной частоты ПЦС) $F_{\text{опНЧ}}$ нежелательно вследствие значительного ухудшения спектрального состава выходного колебания ССЧ с частотой $f_{\text{выхВЧ}}$, поскольку в N раз возрастают помехи (шумовые и дискретные ПСС) исходного колебания $F_{\text{опНЧ}}$; здесь N — параметр тракта приведения умножающего кольца ИФАП. Как правило [7, 8], под дискретными ПСС (ДПСС) понимают помехи, отличающиеся от выходного колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ на частоту, кратную шагу сетки $\pm F_S$; к ДПСС относят и комбинационные составляющие на выходе смесителей (сумматоров частот).

Рассмотрим варианты построения трактов приведения цифровой ССЧ на основе кольца ИФАП. Будем считать, что ТП входит в структуру кольца ИФАП, которая имеет один (сигнальный) вход для частоты опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ и один (сигнальный) выход для частоты синтезируемого колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ (рис. 1). Дополнительные сигналы, например колебание с частотой F_d , в рассматриваемых далее ТП когерентны величинам $f_{\text{опВЧ}}$ и $f_{\text{выхВЧ}}$.

На рис.1 приняты следующие обозначения: ПГ — перестраиваемый генератор (генератор, управляемый либо напряжением, либо током); ЧФД — частотно-фазовый детектор; петлевой ФНЧ — фильтр нижних частот (предназначен для фильтрации помех, приходящих с

частотой $F_{\text{опнч}}$, и фильтрации гармоник частот F_S и $F_{\text{опнч}}$); КА — конечный автомат (цифровое устройство, переключающееся в дискретные моменты времени и имеющее конечное число устойчивых состояний, т.е. обладающее конечной памятью); $F_{\text{КА}}$ — тактовая частота на входе КА; $F_{\text{ТП}}$ — частота на выходе тракта приведения (входе ЧФД); R — параметр КА, коэффициент передачи по частоте тракта опорного колебания; Упр.1, 2 — цифровые входы (шины) управления операционными узлами синтезатора (являются служебными и на общность рассмотрения схемы не влияют).

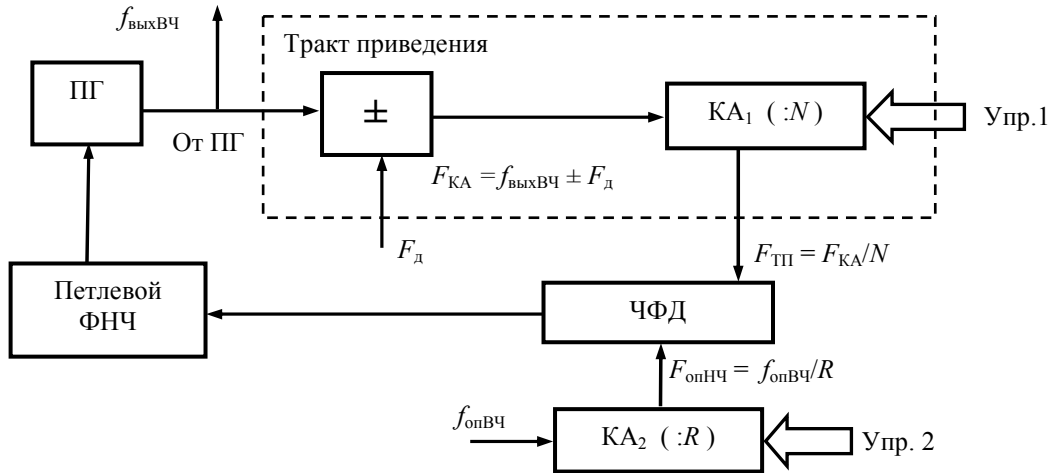


Рис. 1

Введем дополнительные параметры, используемые в дальнейшем для сравнения различных вариантов ТП колец ИФАП:

$$N_э = f_{\text{выхвч}}/F_S \text{ (эквивалентный коэффициент умножения ТП);}$$

$$N_{\text{ш}} = f_{\text{выхвч}}/F_{\text{опнч}} \text{ (коэффициент умножения помех (шумов));}$$

$$K_k = N_э/N_{\text{ш}} \text{ (коэффициент, характеризующий качество ТП).}$$

При активном цифровом синтезе частот кольцо ИФАП с помощью конечного автомата приводит частоту

$$f_{\text{выхвч}} \in \{(f_{\text{max}} \dots f_{\text{min}}) \cap (nF_S) \cap F_{\text{опнч}}\} \quad (1)$$

к частоте $F_{\text{опнч}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие когерентности. Условие (квази)когерентности для синтезаторной системы ИФАП можно записать в виде

$$(\Delta f_{\text{выхвч}})/(\Delta F_{\text{опнч}}) = (f_{\text{выхвч}})/(F_{\text{опнч}}) = N$$

(в статистическом смысле — на интервале наблюдения), где $\Delta F_{\text{опнч}}$ и $\Delta f_{\text{выхвч}}$ — отклонение частот соответственно опорного и выходного колебания от номинального значения.

В качестве КА обычно используют счетчики импульсов — делители с переменным (целочисленным) коэффициентом деления (ДПКД) или делители с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД). Иногда в качестве КА применяют пассивные цифровые синтезаторы частот [6, 7]. При этом коэффициент $R = P/Q$, где P — емкость накапливающего сумматора (НС), его модуль, а Q — число, записанное на его вход. Используют также ПЦС, построенные на основе ДДПКД.

Выражение для выходной частоты умножающего (синтезаторного) кольца ИФАП можно записать в виде

$$f_{\text{выхвч}} = f_{\text{опвч}}N/R = F_{\text{опнч}}N.$$

Возможны три варианта построения тракта приведения частоты ПГ к частоте сравнения — аналоговый, цифровой или цифроаналоговый.

В первом случае ТП реализуется в виде аналогового перемножителя — сумматора частот (смесителя). При этом $N=1$ и кольцо ИФАП, строго говоря, является фильтрующим, а не синтезаторным. Его можно использовать для вложения сеток (мелкой сетки в крупную)

в рамках структуры ССЧ, а также для переноса колебания синтезируемой частоты в требуемый диапазон [9]. Действительно, $f_{\text{выхВЧ}} = F_{\text{КА}} \pm F_{\text{д}} = F_{\text{опНЧ}}N \pm F_{\text{д}}$; если $F_{\text{д}} > F_{\text{КА}}$, то на выходе кольца ИФАП наблюдается *инверсия* спектра.

Во втором случае ТП реализуется в виде конечного автомата. Кольцо ИФАП с цифровым ТП является синтезаторным, что позволяет перестраивать выходную частоту с требуемым шагом. КА может быть составным: в начале тракта — быстродействующий счетчик импульсов с небольшим постоянным коэффициентом деления (например, в H раз), а далее — основной КА с коэффициентом деления N . Тогда шаг сетки синтезируемых частот F_S увеличивается в H раз, а эквивалентный коэффициент деления $N_s = HN$. Подчеркнем, что такое решение вынужденное и связано с недостаточным быстродействием основного КА.

В третьем случае частота $F_{\text{КА}}$ понижается с помощью аналогового смесителя. Построение цифроаналоговых ТП осуществляется в СВЧ-диапазонах в тех случаях, когда быстродействие цифровой элементной базы ДПКД недостаточно для приведения частоты $f_{\text{выхВЧ}}$ к частоте $F_{\text{опНЧ}}$ [1, 6]. Кроме того, такое построение ТП позволяет уменьшить коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием, что существенно при формировании прецизионных колебаний.

Введение дробности в ДПКД тракта приведения при изначальном значении F_S уменьшает требуемый коэффициент деления $N + Q/P$, что обеспечивает снижение уровня шума выходного колебания синтезатора.

Отметим следующий важный факт: элементы кольца ИФАП — формирователи импульсов, накапливающие сумматоры, ДПКД (ДДПКД), ЧФД — генерируют собственные, как правило, низкочастотные шумы; эти шумы попадают в полосу прозрачности кольца $f_{\text{п}}$ и в полосе расстроек от 0 до $f_{\text{п}}$ ухудшают форму спектральной линии выходного колебания. Поэтому уровень собственных шумов синтезатора необходимо учитывать при расчете любого кольца ИФАП.

Проанализируем механизм передачи помех, приходящих с опорным колебанием, на выход кольца ИФАП. Запишем в операторной форме выражение для коэффициента передачи разомкнутого астатического синтезаторного кольца [9]:

$$G_N(s) = K_D K_V K_{\text{и}}(s) K_{\text{ф}}(s) \frac{1}{sN} = \frac{G_1(s)}{N},$$

где $G_1(s)$ — операторный коэффициент передачи разомкнутого кольца с единичной обратной связью ($N=1$); $K_D = 1/2\pi$ — статический коэффициент передачи ЧФД; $K_V = f_{\text{выхВЧ max}} - f_{\text{выхВЧ min}} = S_{\text{ПГ}} E$ — полоса перестройки ПГ, здесь $S_{\text{ПГ}}$ — крутизна управляющей характеристики ПГ,

E — размах управляющего напряжения на входе ПГ; $K_{\text{и}}(s) = \frac{1 + sT_{\text{и}}}{sT_D}$ — операторный коэффициент передачи изодромного (дифференцирующего) звена, здесь $T_{\text{и}}$ — постоянная времени изодромного звена, T_D — постоянная времени ЧФД; $K_{\text{ф}}(s)$ — операторный коэффициент передачи петлевого фильтра нижних частот.

Для предварительного (качественного) анализа фильтрующих свойств кольца ИФАП принято считать, что петлевой ФНЧ отсутствует и $K_{\text{ф}}(s)=1$. Характеристики бесфильтрового кольца с единичной обратной связью наиболее просты в построении и наглядны при анализе.

Коэффициент передачи фазовых шумов v опорного сигнала на выход замкнутой системы ИФАП с единичной обратной связью (ОС) можно представить в следующем виде:

$$\Phi_{1v}(s) = \frac{\Theta}{v} = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)}, \quad (2)$$

где Θ — фазовые шумы на выходе замкнутого кольца ИФАП.

Логарифмические амплитудно-частотные характеристики (ЛАХ) $G_1(s)$ и $\Phi_{1v}(s)$ приведены на рис. 2, где $f_{и} = 1/T_{и}$ — частота изодромного звена; f_{ϕ} — частота среза петлевого ФНЧ. Цифрами обозначены нормированные к единичной крутизне (единичная крутизна равна 6 дБ/окт или, что то же самое, 20 дБ/дек) участки асимптотических ЛАХ [10, 11].

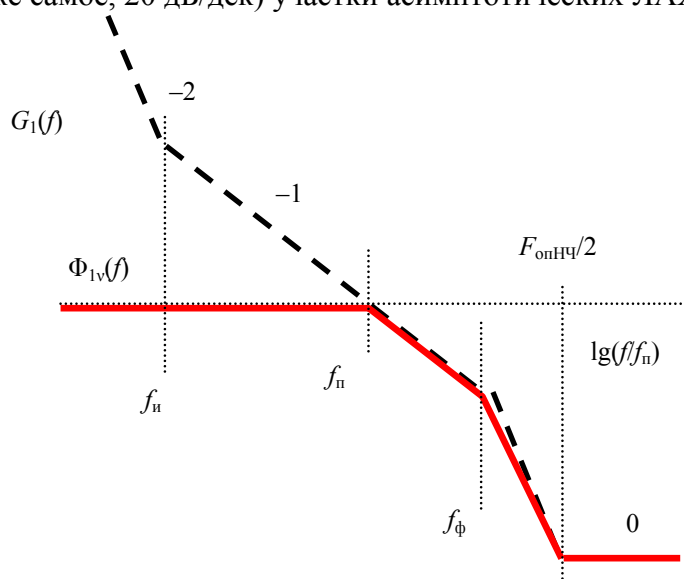


Рис. 2

Анализ рис. 2 и формулы (2) показывает, что для помех, приходящих с опорным колебанием, кольцо ИФАП является фильтром нижних частот с частотой $f_{п}$ и коэффициентом передачи в полосе прозрачности кольца, равным единице. Иными словами, кольцо ИФАП с единичной ОС не усиливает помехи, приходящие с опорным колебанием. Крутизну следящего фильтра на основе кольца ИФАП можно увеличивать, повышая порядок петлевого ФНЧ, обеспечивая при этом необходимый запас по фазе на частоте $f_{п}$.

Для умножающего кольца формула (2) изменится:

$$\Phi_{Nv}(s) = \frac{G_1(s)}{1 + G_N(s)} = \frac{G_N(s)}{1 + G_N(s)} N = \Phi_{1v} N. \tag{3}$$

Соответствующий формуле (3) график показан на рис. 3, здесь же для сравнения пунктиром приведен график $G_1(f)$ для кольца с единичной обратной связью.

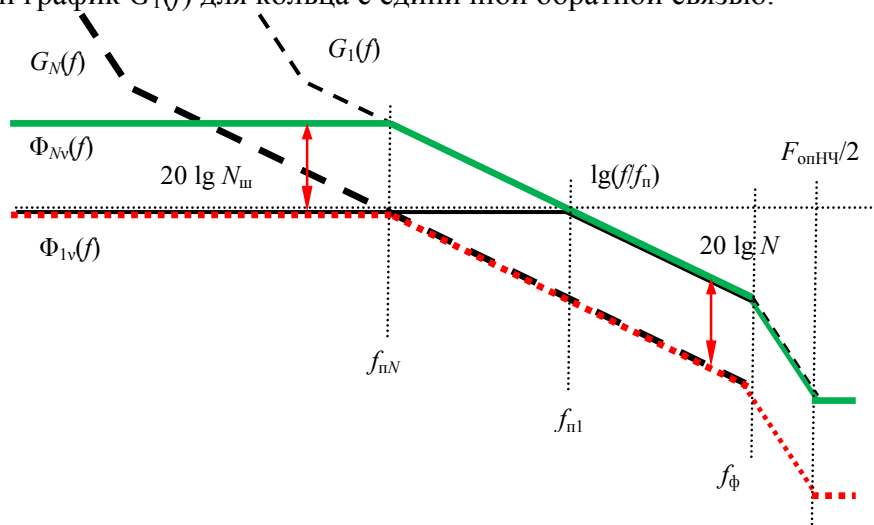


Рис. 3

Представленные графики (рис. 2, 3) и формулы (2), (3) показывают, как изменяются фильтрующие свойства кольца при неединичной обратной связи. Вывод заключается в том, что кольцо ИФАП в $N_{ш}$ раз умножает низкочастотные флуктуации опорного колебания [7, 8],

попадающие в полосу его прозрачности $f_{\text{п}}$; поэтому необходимо стремиться к минимизации коэффициента деления N в цепи обратной связи кольца ИФАП.

Рассмотрим способы уменьшения коэффициента умножения помех $N_{\text{ш}}$ при обеспечении требуемого значения F_S в диапазоне выходных частот.

Задача минимизации уровня помех, приходящих с опорным колебанием, сводится не только к выбору элементной базы, но, прежде всего, к оптимизации построения ТП.

Тракт приведения синтезаторного кольца ИФАП (см. рис. 1) реализуется в виде делителя частоты (ДПКД или ДДПКД) в цепи обратной связи. В кольце с ДПКД шаг $F_S = \text{const}$ и $N \equiv N_{\text{э}} \equiv N_{\text{ш}}$, $K_{\text{к}} = 1$.

Уменьшения $N_{\text{ш}}$ можно достигнуть введением дробности в ДПКД, т.е. применением ДДПКД. В этом случае $F_S = f_{\text{опВЧ}} / (PR)$, где P — значение модуля дробности (емкость НС). Ограничением величины F_S (числа разрядов дробности) служит значение полосы прозрачности кольца ИФАП, т.е. $F_S > f_{\text{п}}$.

Уменьшить коэффициент деления ТП умножающего кольца ИФАП можно не только введением дробности, но и введением дополнительного колебания — частоты $F_{\text{д}}$, что позволяет уменьшить требуемое значение $N_{\text{ш}}$ при сохранении $N_{\text{э}}$. Рассмотрим данный подход подробнее.

Формулу (1) можно переписать в виде $N \in (N_{\text{max}} \dots N_{\text{min}})$, что позволяет сделать вполне определенный вывод: коэффициент деления N в синтезаторном кольце ИФАП можно уменьшить лишь до $N \in \{(N_{\text{max}} - N_{\text{min}}) \dots 1\}$. Для этого необходимо ввести в ТП синтезаторного кольца частоту $F_{\text{д}}$, когерентную выходному колебанию (рис. 4).

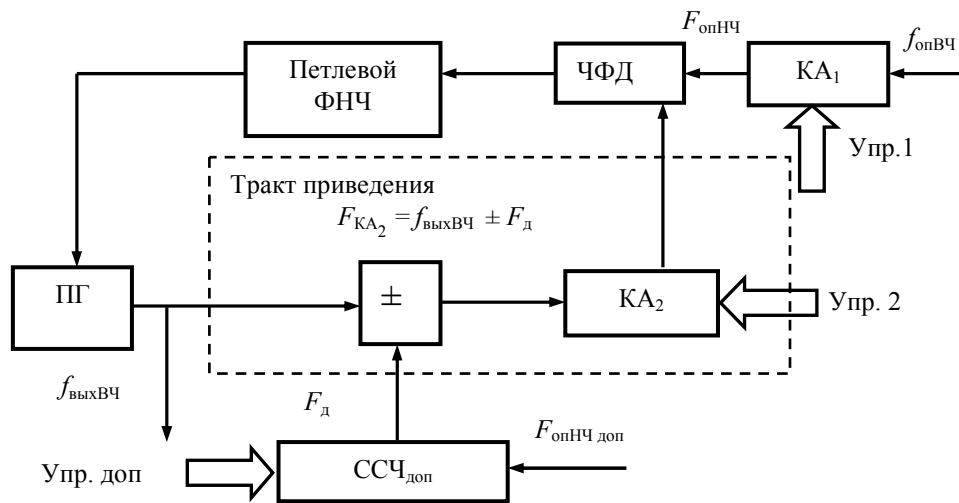


Рис. 4

Частоту $F_{\text{д}}$ можно сформировать либо умножением частоты $f_{\text{опВЧ}}$, либо с помощью алгебраических преобразований частот, формируемых внутри структуры ССЧ. При больших кратностях умножения, что характерно для СВЧ-синтеза, наилучшим решением является использование дополнительной петли синтезаторной ИФАП. Однако при широкополосном синтезе выигрыш от введения частоты $F_{\text{д}}$ уменьшается. Поэтому для ее формирования применяют дополнительный синтезатор с крупным шагом и перекрытием по частоте, таким же, как и в основном кольце. В рассматриваемых синтезаторных кольцах значение $N_{\text{ш}}$ можно минимизировать применительно к конкретным задачам и требованиям.

Возможен другой — нониусный целочисленный — вариант построения тракта приведения цифрового синтезатора частоты (рис. 5) [12]. В этом случае частоту $f_{\text{выхВЧ}}$ путем деления уменьшают в L и M раз, а затем вычитают, получая на выходе смесителя разностную частоту $F_{\text{опНЧ}}$. Коэффициент $N_{\text{ш}}$ становится меньше коэффициента $N_{\text{э}}$. В этом случае частота опорного колебания умножается в LM раз, а помехи, приходящие с опорным колебанием, — в M раз ($M > L$). Одновременно величина F_S возрастает в $K_{\text{к}}$ раз и становится неравномерной по диапазону. При

нониусном целочисленном варианте построения ТП коэффициент шума по верхней оценке практически не изменяется по сравнению с классическим ТП на основе ДПКД (ДДПКД), но эквивалентный коэффициент деления N_3 увеличивается в соответствии с выражением

$$N_3 = \frac{LM}{L-M}; N_{ш} = \max\{L, M\}; K_k = \min\{L, M\}.$$

Наибольший практический интерес представляет случай $M = L + A$. Тогда $N_3 = \frac{LM}{A} = \frac{L(L+A)}{A}$. При $A = 1$ $N_3 = LM = L(L+1)$, $N_{ш} = L+1$, $K_k = L$.

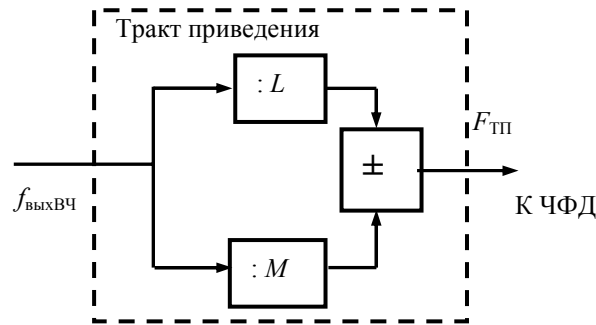


Рис. 5

Следует отметить, что уровень шума на выходе нониусного целочисленного ТП (см. рис. 5) будет выше на 3 дБ, чем шумы на выходе обычного ТП (см. рис. 1), если шумы на выходе делителя L и делителя M статистически независимы, а амплитуды их сигналов равны.

В табл. 1 приведены значения N_3 , $N_{ш}$ и K_k для некоторых пар значений L и $L+1$ при нониусном целочисленном варианте построения тракта приведения.

Таблица 1

L	$L+1$	N_3	$N_{ш}$	K_k
2	3	6	3	2
3	4	12	4	3
4	5	20	5	4
5	6	30	6	5
6	7	42	7	6
7	8	56	8	7
8	9	72	9	8
9	10	90	10	9
10	11	110	11	10
16	17	272	17	16
32	33	1056	33	32

Во всех вариантах нониусного ТП между выходом смесителя и входом ЧФД можно включать пассивный цифровой синтезатор ($КА_1$) с коэффициентом деления P/Q , а коэффициенты M и N зафиксировать (рис. 6). Значение $N_{ш}$ увеличится в P/Q раз, но коэффициент K_k останется прежним. Шаг сетки синтезируемых частот и его неравномерность будут практически полностью определяться возможностями ПЦС.

Возможен и другой вариант построения тракта. Делитель опорного колебания R заменяют на ПЦС при постоянных значениях M и N . В этом случае кольцо выполняет функцию высокочастотного умножителя выходной частоты ПЦС, а требуемый шаг сетки реализуют с помощью ПЦС в R -тракте ($КА_2$): см. рис. 6.

Нониусный ТП можно видоизменить путем введения дробности в одну из его ветвей (см. рис. 6). Суть метода заключается в параллельном делении частоты $f_{выхВЧ}$ и взаимном вычитании полученных результатов:

$$F_{\text{ТП}} = f_{\text{выхВЧ}} \left(\frac{1}{N} - \frac{1}{M + A/B} \right).$$

Примем коэффициент деления первого нониусного делителя равным N , а коэффициент второго (дробного) нониусного делителя — равным $M + A/B$. В общем случае эквивалентный коэффициент деления нониусного тракта

$$N_3 = \frac{MB + A - NB}{N(MB + A)}.$$

Наиболее интересен частный случай: $M=N=B, A=1$. Тогда

$$N_3 = N(N^2 + 1), \quad N_{\text{ш}} = N + \frac{1}{N} \approx N, \quad K_{\text{к}} = \frac{N^2 \left(N + \frac{1}{N} \right)}{N + \frac{1}{N}} = N^2.$$

В результате выходная частота синтезатора

$$f_{\text{выхВЧ}} = f_{\text{опНЧ}} N_3 = f_{\text{опНЧ}} N(N^2 + 1).$$

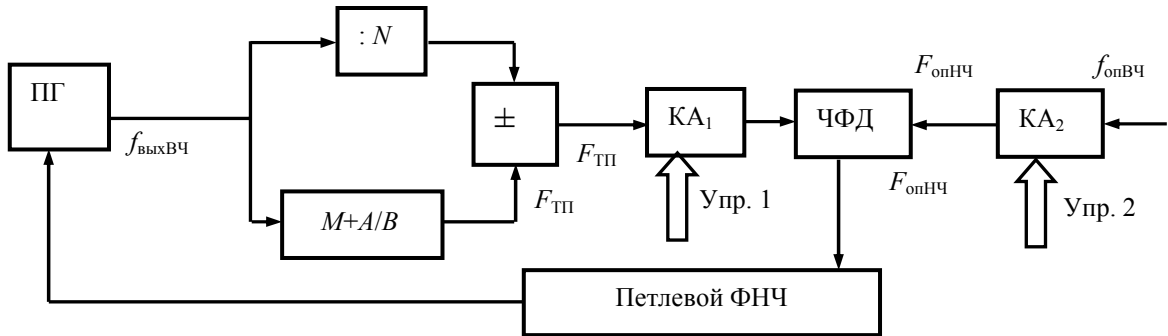


Рис. 6

Заметим, что шаг сетки частот F_S при изменении N увеличивается по квадратичному закону по сравнению с „классическим“ синтезом. Преимущество данного метода заключается, во-первых, в практически одинаковом умножении фазовых шумов (в N раз) по сравнению с целочисленным нониусным ТП и, во-вторых, в N раз увеличенном N_3 . Это обстоятельство существенно при широкополосном синтезе частот. Использование в качестве КА пассивного синтезатора ПЦС (см. рис. 6) позволяет не только дополнительно минимизировать коэффициент умножения помех, но и синтезировать выходную частоту с практически любым шагом сетки. Результаты расчета основных параметров нониусного дробного ТП для различных коэффициентов N приведены в табл. 2.

Таблица 2

N	N_3	$N_{\text{ш}}$	$K_{\text{к}}$
3	30	3	9
4	68	4	16
5	130	5	25
6	222	6	36
7	350	7	49
8	520	8	64
9	738	9	81
10	1010	10	100
32	32 800	32	1024
64	262 208	64	4096

Возможен еще один вариант построения нониусного дробного ТП, который предпочтителен при СВЧ-синтезе (рис. 7). Такое решение целесообразно при недостаточном быстродействии двухмодульных прескалеров, требуемых для построения дробных делителей нониуса.

Делитель H может отсутствовать. Наибольший интерес представляет вариант ТП с $N = PS$, тогда $N_3 = HMN(S + 1/M)$ и $N_{ш} = HN \approx HPS$.

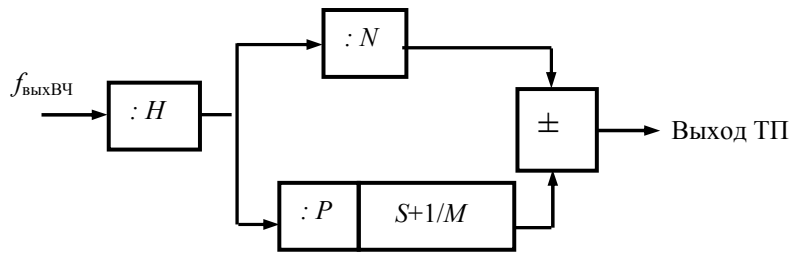


Рис. 7

Результаты анализа рассмотренных вариантов построения тракта приведения кольца ИФАП позволяют сделать следующие выводы:

- все дополнительные колебания, вводимые в синтезаторное кольцо ИФАП, должны быть когерентны опорному колебанию;
- введение частоты F_d в тракт приведения позволяет уменьшить коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием, в пределе до величины $N_{\max} - N_{\min}$, при этом $N_3 \equiv N_{ш}$;
- использование нониусного целочисленного преобразования в ТП позволяет уменьшить коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием, при сохранении заданного коэффициента деления, при этом $N_3 > N_{ш}$;
- применение нониусного дробного ТП позволяет значительно уменьшить коэффициент умножения помех, попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Галин А. С. Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ. М.: Связь, 1976. 256 с.
2. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. М.: Радио и связь, 1989. 232 с.
3. Шахгильдян В. В., Пестряков А. В. Тенденции развития техники синтеза частот для телекоммуникационных систем и устройств // Электросвязь. 2003. № 11. С. 74—78.
4. Григорьев В. В. и др. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты. Л.: Энергоатомиздат, 1982. 88 с.
5. Леонов Г. А., Селеджи С. М. Системы фазовой синхронизации в аналоговой и цифровой схемотехнике. СПб: Невский Диалект, 2002. 112 с.
6. Рыжков А. В., Попов В. Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991. 264 с.
7. Шатино Д. Н., Паин А. А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981. 264 с.
8. Зарецкий М. М., Мовшиович М. Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Л.: Энергия, 1974. 256 с.
9. Никитин Ю. А. Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Часть 3 // Современная электроника. 2007. № 9. С. 68—73.
10. Макаров И. М., Менский Б. М. Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1977. 464 с.
11. Кузовков Н. Т. Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах. М.: Оборонгиз, 1960. 447 с.
12. Sadowski B. A Self-offset phase-locked loop // Microwave J. 2008. Vol. 51, N 4. P. 116—124.

Сведения об авторе

Юрий Александрович Никитин — канд. техн. наук; Филиал ФГУП НИИ радио — Ленинградский отраслевой НИИР, Санкт-Петербург; ст. науч. сотрудник; E-mail: yuriyan@list.ru

Рекомендована Институтом

Поступила в редакцию
01.02.11 г.