

Цифровой нониусный тракт приведения умножающего кольца ИФАП

Рассмотрены различные варианты построения тракта приведения микроволнового синтезатора частоты, построенного на основе кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП). Показано, что предпочтительным видом тракта приведения (ТП) в широкополосном умножающем кольце ИФАП является цифровой нониусный дробный ТП. В кольце ИФАП с нониусным ТП можно одновременно обеспечить большой коэффициент умножения частоты и малый коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП.

Ключевые слова: синтез частот, импульсно-фазовая автоподстройка частоты, счетчик импульсов, накапливающий сумматор, делитель с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления, нониус, тракт приведения.

Для повышения точности измерений и увеличения разрешающей способности СВЧ приборов и устройств необходимо формировать спектрально чистые колебания с пониженным уровнем дискретных и шумовых побочных спектральных составляющих (соответственно ДПСС и ПСС).

Синтезаторы частоты на основе колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП) позволяют формировать колебания в диапазоне частот до десятков гигагерц, однако, им свойственны определенные недостатки [1].

В высокочастотных умножителях частоты СВЧ диапазона на основе колец ИФАП со счетчиковым делителем частоты импульсов СИ (рис.1) сложно обеспечить требуемый дискрет перестройки по частоте (шаг сетки частот F_S) при одновременном обеспечении малого уровня ДПСС и ПСС.

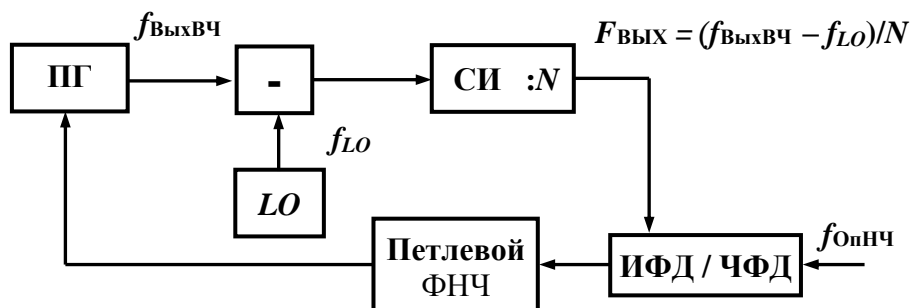


Рис.1. Обобщенная структура умножающего кольца ИФАП

Последнее обстоятельство обусловлено тем фактом, что внутри полосы прозрачности кольца ИФАП $f_{\text{ФАП}}$ (в области малых отстроек от выходного колебания перестраиваемого генератора ПГ $f_{\text{ВЫХВЧ}} \pm f_{\text{ФАП}}$) кольцо умножает помехи, приходящие с

опорным колебание в N раз, где N коэффициент деления СИ – делителя с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления (соответственно, ДПКД или ДДПКД).

При формировании кольцом ИФАП колебания в относительно узком диапазоне выходных $f_{\text{ВыхВЧ}}$ частот ситуацию можно улучшить, понизив частоту на входе ДПКД (ДДПКД) с помощью внешнего колебания – частоты подставки f_{LO} (рис.1).

Другим шагом для улучшения ситуации может служить введение в СИ дробности, т.е. использование ДДПКД. При этом необходимо соблюсти важное условие – частота F_S (субгармоника частоты сравнения в кольце $f_{\text{опнч}}$) не должна попадать в полосу прозрачности кольца $f_{\text{ФАП}}$ (в область частот, где коэффициент передачи условно разомкнутого кольца ИФАП больше единицы). В противном случае кольцо начнет обрабатывать помеху, что приведет к появлению угловой модуляции выходного колебания $f_{\text{ВыхВЧ}}$ с частотой F_S .

Формирование частоты подставки возможно внутри кольца ИФАП при использовании нониусного тракта приведения (ТП) [2]. Под трактом приведения будем понимать цепь отрицательной обратной связи кольца ИФАП от выхода перестраиваемого генератора (частота $f_{\text{ВыхВЧ}}$) до входа частотно-фазового детектора (частота $F_{\text{Вых}} = f_{\text{опнч}}$) – рис.2.

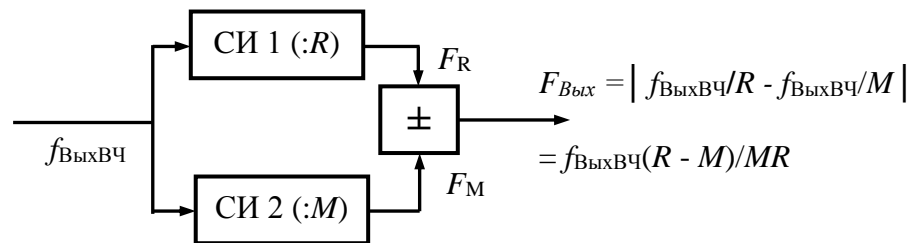


Рис.2. Нониусный целочисленный тракт приведения

Коэффициент деления целочисленного нониусного тракта:

$$N = \frac{MR}{R - M}$$

Наиболее интересен случай $R = M + 1$, тогда коэффициент N максимален и равен $N = MR$. Коэффициент деления N нониусного ТП всегда целое число. К недостаткам такого построения ТП можно отнести большие значения M и R для получения большого значения N [3].

Выходом может служить введение дробности с модулем b в один из делителей нониусного тракта приведения, для определенности, в делитель R (рис.2) [4]. На рис.3 приведена структурная схема делителя R .

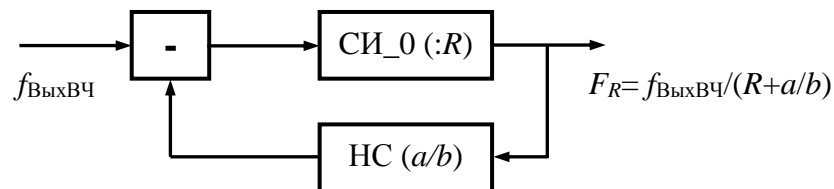


Рис.3 Классический ДДПКД с НС

Если $R = M$, тогда коэффициент N максимален и равен:

$$N = \frac{R(bR+a)}{a} \quad (1)$$

Недостаток рассмотренного варианта заключается в том, что НС тактируется выходной частотой счетчика СИ_0, и при малых значениях R , а мы к этому стремимся при построении ТП, появляется существенное ограничение на выходную частоту из-за низкого быстродействия НС. Кроме того, коэффициент деления N в (1) может быть дробным числом, то приводит к появлению субгармоник частоты $F_{\text{Вых}}$, лежащих на оси частот ниже основной частоты (полезного сигнала).

Для исправления первого недостатка дробный СИ R можно видоизменить, добавив дополнительный делитель СИ_1 (рис.4)

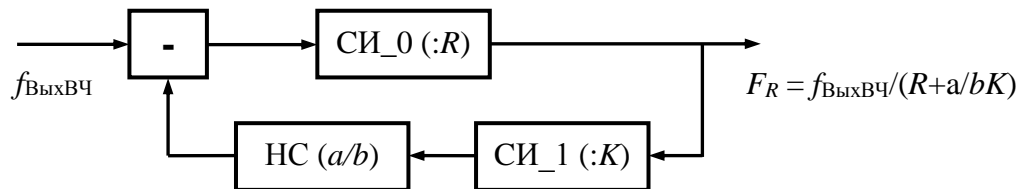


Рис.4 ДПКД с понижением частоты НС

В этом случае НС тактируется пониженной частотой, поскольку коэффициент деления СИ_1 $K > R$. Коэффициент N максимален при $R = M$, тогда:

$$N = \frac{R(bKR+a)}{a} = \frac{R^2bK}{a} + R. \quad (2)$$

К недостаткам рассмотренного варианта можно отнести ограничения на выбор коэффициента деления R в (2) и, значит, N , из-за введения делителя K .

Коэффициент деления N в (2), как и в предыдущем случае, может быть дробным числом, что приводит к появлению субгармоник частоты $F_{\text{Вых}}$, лежащих на оси частот ниже основной частоты (полезного сигнала) и которые в кольце ИФАП затруднительно отфильтровать. Поэтому коэффициент N нулевого тракта желательно делать целым числом. Для этого должно соблюдаться условие:

если $a/b = 0$, то

$$\frac{a}{b} = \frac{KR^2}{N-R} = 0; \quad N - R = KR^2 \text{ или } N = KR^2 + R;$$

если $a/b \neq 0$, то

$$b = N - R \text{ и } b > KR^2.$$

Возможен еще один вариант понижения частоты на входе НС, который является развитием предыдущего. Предлагаемый вариант реализует требуемый коэффициент деления R с помощью усеченной цепной дроби [5]. Тактовая частота НС гарантировано низкая, т.к. $K \gg R$ – рис.5.

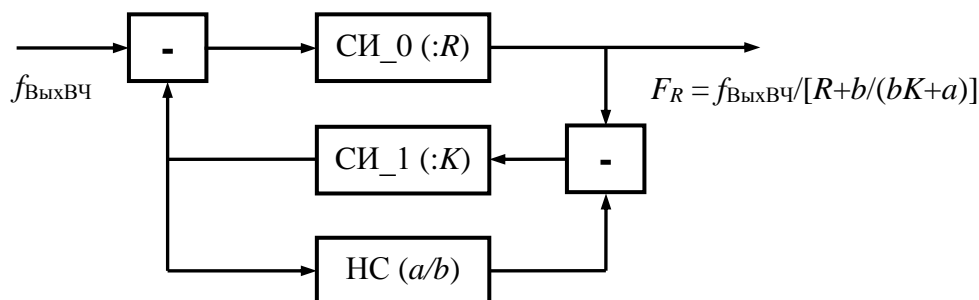


Рис.5 ДПКД с низкой тактовой частотой НС

В этом случае

$$N_R = R + \frac{1}{K + \frac{a}{b}}$$

При $M = R$ получим:

$$N = R \left[R \left(K + \frac{a}{b} \right) + 1 \right]. \quad (3)$$

Здесь те же проблемы, что и в предыдущих ДДПКД. Коэффициент деления N в (3) может быть дробным числом, что приводит к появлению субгармоник частоты $F_{\text{Вых}}$, лежащих на оси частот ниже основной частоты (полезного сигнала) и которые в кольце ИФАП затруднительно отфильтровать.

$$\frac{a}{b} = \frac{N - R^2 K - R}{R^2} = \frac{N - R(KR + 1)}{R^2}. \quad (4)$$

Чтобы N было целым числом, в (4) должно выполняться условие:

$$b = R^2; \quad N = KR^2 + 1.$$

Другими словами, ситуация аналогична случаю с ДДПКД – те же субгармоники nF_S , которые не должны попадать в полосу прозрачности кольца. Поэтому следует стремиться, чтобы коэффициент N нониусного тракта был целым числом, или же соблюдалось условие

$$f_{\text{ФАП}} > F_S.$$

Величина N зависит от K и R , причем должны выполняться условия:

$$N - R(KR + 1) < R^2; \quad N > R(KR + 1)$$

В результате рассмотрения способов построения тракта приведения умножающего кольца ИФАП можно сделать вывод, что нониусные варианты ТП предпочтительны, поскольку:

1. Используется преимущественно цифровая элементная база;
2. Коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП можно сделать малым;
3. Коэффициент умножения частоты (коэффициент деления N) может быть сделан сколь угодно большим.

Библиографический список

1. Никитин Ю.А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Часть 1. Общие положения. Пассивный синтез частот: учебное пособие / СПбГУТ. – СПб., 2015. 100с.
2. В. Sadowski. A Self-offset Phase-locked Loop // Microwave Journal. 2008. Vol. 51. № 4. p. 116 – 124.
3. Никитин Ю.А. Анализ целочисленного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты. // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. 2011. № 6. С. 58 – 65.
4. Никитин Ю.А. Анализ дробного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты. // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. 2012. № 1. С. 31 – 37.
5. Виноградов И.М. Основы теории чисел. – М., Наука, 1972.