

АНАЛИЗ ФАКТОРОВ ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ОПОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ТРАНСИВЕРА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ, ПОСТРОЕННОГО НА БАЗЕ ФАПЧ

Воронцов А.Г., Воронцов А.А. ✓

Донецкий национальный технический университет, г. Донецк

Кафедра автоматики и телекоммуникаций

E-mail: vag@fcita.dn.ua

Abstract

Vorontsov A.G., Vorontsov A.A. Factor analysis for selection parameters of PLL-based reference oscillator of telecommunication network transceivers. The basic principles of requirements to the oscillator's (which is used in telecommunication networks) signals are considered. The trends of this requirements providing are defined and some recommendations for this are developed.

Общая постановка проблемы. Характерным признаком телекоммуникационных систем является наличие большого количества пользователей. При этом количество одновременных сеансов связи может быть значительным. Для каждого независимого сеанса связи необходима организация отдельного канала связи в рамках сети. При организации подобных каналов в единой физической среде возникает проблема их надежного разделения и снижения их взаимного влияния. В системах радиосвязи одним из наиболее часто применяемых является частотное разделение каналов, которое используется как самостоятельно, так и в составе других, более сложных способов разделения каналов. Для создания систем с частотным разделением необходимо, чтобы в состав всех терминальных и транзитных устройств сети входили генераторы всех применяемых в рамках системы частот. Это позволяет динамически распределять свободные каналы между терминалами, а так же обеспечить связь абонентов «каждый с каждым». Генерацию сетки несущих частот осуществляет устройство, называемой синтезатором рабочих частот. Обычно синтезаторы частот строятся с применением систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), которые позволяют получать из сигнала одного опорного генератора множество частот с заданным шагом, а так же оперативно изменять частоту, генерируемую в данный момент времени. Существенным недостатком подобного решения является то, что система ФАПЧ вносит шумы в спектр сигнала опорного генератора. В процессе преобразования сигнала в смесителе приемника рассматриваемого канала взаимодействует не только полезный сигнал с основной частотой гетеродина, но и сигналы соседних каналов с шумовыми составляющими сигнала синтезатора. Это означает, что соотношение сигнал-шум смеси поступающей на демодулятор будет хуже, чем при отсутствии сигналов соседних каналов. Поэтому проблема снижения общего уровня шумов опорных генераторов в рамках систем телекоммуникаций является одной из важнейших задач, т.к. ее решение позволит как увеличить качество разделения каналов в таких системах, так и повысить эффективность использования ресурса физической среды передачи путем уменьшения шага сетки рабочих частот. Не смотря на достаточное количество современных публикаций по тематике ФАПЧ – синтезаторов [1,2], данная проблематика в них рассмотрена недостаточно.

Постановка задач исследования. Основной задачей исследования является нахождение путей минимизации влияния шумов синтезатора частот на качество приема сигналов в сети. Для конкретизации круга задач рассмотрим преобразование сигнала в смесителе приемника с последующей полосовой фильтрацией по промежуточной частоте (рис. 1).

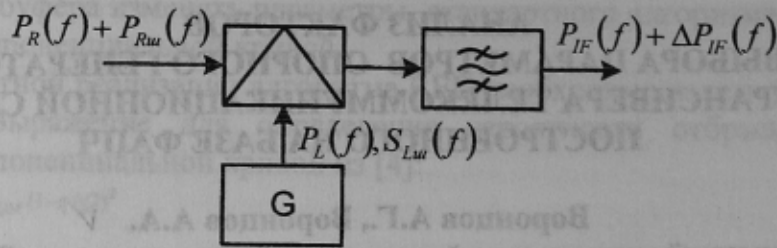


Рис.1 – Структурная схема преобразователя частоты приемника.

На рисунке обозначены: $P_R(f)$ - мощность информативных сигналов всех каналов на входе смесителя; $P_{Rw}(f)$ - суммарная мощность шумов, действующих на входе смесителя; $P_L(f)$ - мощность гармонических составляющих сигнала гетеродина; $S_{Lw}(f)$ - спектральная плотность мощности флуктуационных шумов гетеродина; $P_{IF}(f)$ и $\Delta P_{IF}(f)$ - мощность полезного сигнала и мощность помех на выходе фильтра промежуточной частоты.

Каждая из перечисленных выше величин представляет собой сумму нескольких компонент, для представления которых воспользуемся рисунком 2.

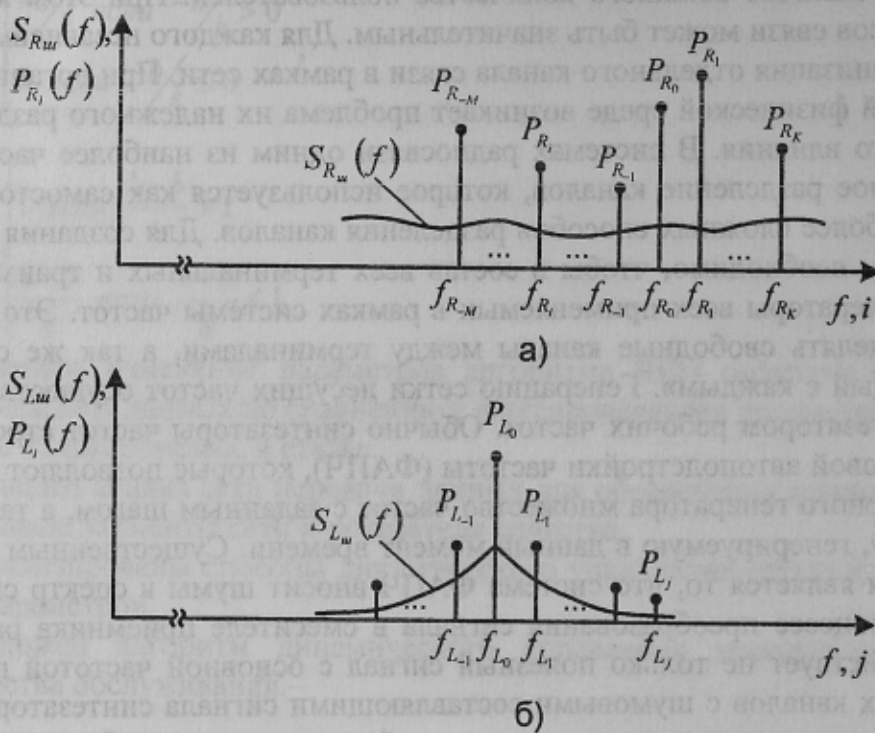


Рис.2 – Спектры сигналов на входах смесителя: а) каналные сигналы и помехи в единой среде передачи; б) сигнал от несовершенного гетеродина

На рис.2 обозначены: f_{R_i} - частота сигнала i -го канала связи ($i = 0; \pm 1; \pm 2 \dots; i \in [-M; K]$); $P_{R_i}(f)$ - мощность сигнала i -го канала связи, в частности, $P_{R_0}(f)$ - мощность сигнала принимаемого канала; M и K - число каналов с частотой, соответственно ниже и выше частоты принимаемого канала (общее число каналов в сети равно $M+K+1$); $S_{Rw}(f)$ - спектральная плотность мощности шума в физической среде; f_{L_i} - частота i -й гармонической составляющей в спектре сигнала гетеродина ($i = 0; \pm 1; \pm 2 \dots$), причем $i=0$ соответствует основной частоте гетеродина, а остальные составляющие - паразитные, связанные с работой системы ФАПЧ в составе синтезатора; $P_{L_i}(f)$ - мощность i -й гармонической составляющей в спектре сигнала гетеродина; $S_{Lw}(f)$ - спектральная плотность мощности непрерывных по

частоте шумовых составляющих в спектре сигнала синтезатора; $f_{R_i} - f_{R_{i-1}} = f_{L_i} - f_{L_{i-1}} = \Delta f_c$ - шаг сетки частот; $f_{L_i} < f_{R_i}$ - в смесителе используется понижение частоты. Промежуточная частота приемника $f_{IF} = f_{R_i} - f_{L_i}$.

Мощность полезного сигнала на выходе полосового фильтра определяется формулой:

$$P_{IF} = K_{M_0} P_{L_0} P_{R_0}$$

где K_{M_0} - коэффициент передачи смесителя на частоте $f_0 = f_{R_0} - f_{L_0}$. Здесь коэффициент передачи полосового фильтра в полосе прозрачности принят равным 1. Так как в полосу прозрачности фильтра попадают и дискретные по частоте паразитные компоненты, разность частот для которых равна промежуточной частоте, то

$$\Delta P_{IF_0} = \sum_{\substack{i=j=-M \\ i=j=0}}^K K_{M_j} P_{R_i} P_{L_j},$$

где ΔP_{IF_0} - суммарная мощность дискретных по частоте помех на выходе фильтра промежуточной частоты.

Если рассматривать помехи с непрерывным спектром как совокупность бесконечного множества спектральных линий, то для каждой такой линии вышеприведенная формула будет справедлива. С учетом этого суммарная мощность флуктуационных составляющих на выходе фильтра равна величине:

$$\Delta P_{IF_w} = \sum_{i=j=-M}^K \int_{\frac{\Delta f_\phi}{2}}^{\frac{\Delta f_\phi}{2}} K_{M_j} S_{R_w}(f_{R_i} + \Delta f) S_{L_w}(f_{L_i} + \Delta f) d(\Delta f).$$

Таким образом, суммарная мощность всех помех на выходе фильтра будет определяться следующим выражением:

$$\Delta P_{IF} = \Delta P_{IF_0} + \Delta P_{IF_w},$$

Отношение мощности полезного сигнала к мощности помех характеризует качество приема. Для уменьшения влияния помех, связанных с несовершенством синтезатора частот, необходимо уменьшить значение величины ΔP_{IF} , что в свою очередь связано с минимизацией значений ΔP_{IF_0} и ΔP_{IF_w} . Поэтому задачами данной работы являются выявление и анализ путей минимизации мощности непрерывных и дискретных по частоте составляющих шумов опорного сигнала.

Решение задач и результаты исследований. В качестве генераторов опорной сетки частот (опорных генераторов), используются, как правило, перестраиваемые автогенераторы, охваченные петлей ФАПЧ (см. рис.3). Управление частотой осуществляется заданием целого числа N , вводимого в ФАПЧ как параметр.

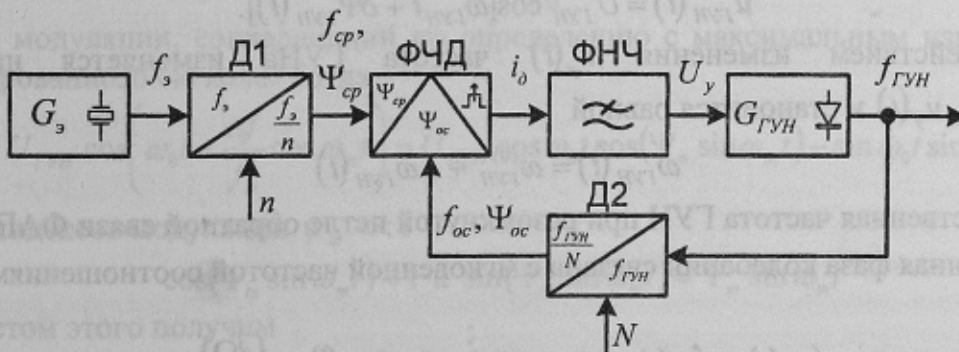


Рис.3 – Функциональная схема опорного генератора на основе ФАПЧ

На рисунке использованы следующие обозначения:

G_3 - генератор гармонического эталонного напряжения $u_3(t)$ с амплитудой U_3 , частотой $\omega_3 = 2\pi f_3$ и флуктуацией фазы $\delta\Psi_3(t)$

$$u_3(t) = U_3 \cos[\omega_3(t) + \delta\Psi_3(t)].$$

Д1 - делитель частоты эталонного сигнала, формирующий импульсную последовательность с частотой сравнения $f_{cp} = \frac{f_3}{n}$ и текущей фазой

$$\Psi_{cp} = \frac{\omega_3}{n}t + \delta\Psi_{cp}(t),$$

где $\delta\Psi_{cp} = \frac{\delta\Psi_3(t)}{n}$ - величина флуктуации фазы сигнала сравнения.

ФЧД - фазочастотный детектор (дискриминатор), вырабатывающий токовый сигнал $i_o(t)$, пропорциональный разности фаз $\Delta\Psi(t) = \Psi_{cp}(t) - \Psi_{oc}(t)$

$$i_o(t) = K_o \Delta\Psi(t),$$

где $\Psi_{oc}(t) = \frac{\Psi_{ГУН}(t)}{N}$ - мгновенная фаза сигнала обратной связи; $\Psi_{ГУН}(t)$ - мгновенная фаза генератора, управляемого напряжением (ГУН); $K_o = \frac{di_o}{d(\Delta\Psi)}$ - коэффициент передачи

ФЧД; N - коэффициент деления частоты делителя Д2. Фаза сигнала на выходе делителя Д2 может быть записана следующим образом:

$$\Psi_{oc}(t) = \frac{\omega_{ГУН}}{N}t + \delta\Psi_{oc}(t),$$

где $\omega_{ГУН} = 2\pi f_{ГУН}$ - частота сигнала ГУН, $\delta\Psi_{oc}(t)$ - флуктуация фазы сигнала ГУН.

ФНЧ - фильтр низких частот, формирующий управляющее напряжение

$$u_y(t) = K_\phi \left(\frac{d}{dt} \right) i_o(t),$$

где $K_\phi \left(\frac{d}{dt} \right)$ - дифференциальный оператор ФНЧ, которому в частотной области соответствует АФЧХ фильтра $K_\phi(j\Omega)$; Ω - круговая частота.

$G_{ГУН}$ - генератор, управляемый напряжением, формирующий выходной сигнал напряжения опорного генератора $u_{ГУН}(t)$ с амплитудой $U_{ГУН}$, частотой $\omega_{ГУН} = 2\pi f_{ГУН}$ и флуктуацией фазы $\delta\Psi_{ГУН}(t)$

$$u_{ГУН}(t) = U_{ГУН} \cos[\omega_{ГУН}t + \delta\Psi_{ГУН}(t)].$$

Под действием изменения $u_y(t)$ частота ГУНа изменяется на величину $\Delta\omega_{ГУН}(t) = K_{ГУН}u_y(t)$ и становится равной

$$\omega_{ГУН}(t) = \omega_{ГУН}^{(0)} + \Delta\omega_{ГУН}(t)$$

где $\omega_{ГУН}^{(0)}$ - собственная частота ГУН при разомкнутой петле обратной связи ФАПЧ.

Мгновенная фаза колебаний связана с мгновенной частотой соотношениями

$$\Psi(t) = \int \omega(t)dt, \quad \Psi_{ГУН}(j\Omega) = \frac{\omega_{ГУН}(j\Omega)}{j\Omega}.$$

В стационарном режиме $f_{cp} = f_{oc}$ и в силу неидеальности ФЧД на его выходе присутствуют составляющая с частотой f_{cp} и ее гармоники. Эти составляющие, проходя через ФНЧ, обуславливают паразитную частотную модуляцию ГУН, что приводит к появлению в его спектре дискретных по частоте компонент с шагом f_{cp} , соответствующим шагу частотной сетки $f_{cp} = \Delta f_c$. Управление частотой выходного сигнала синтезатора осуществляется путем задания коэффициента деления N , при неизменных значениях f_s и n .

С учетом введенных обозначений структурная схема ФАПЧ в частотной области может быть представлена следующим образом (см. рис. 4).

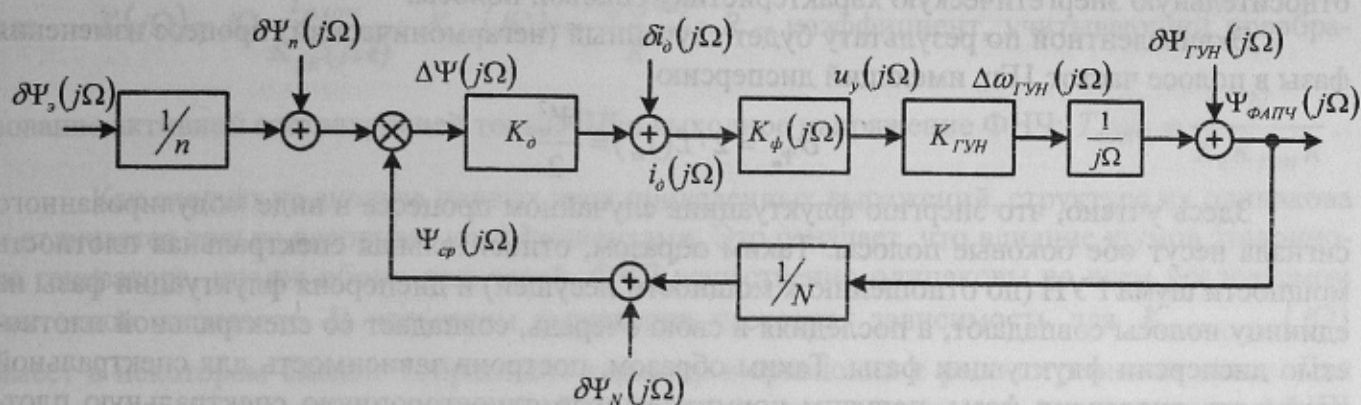


Рис.4 – Структурная схема опорного генератора в частотной области

На схеме соответствующими комплексными спектрами представлены аддитивные шумы, генерируемые элементами синтезатора: $\delta\Psi_n(j\Omega)$ - спектр флуктуаций фазы выходного сигнала делителя Д1, обусловленной его собственными шумами; $\delta i_o(j\Omega)$ - спектр флуктуаций тока выходного сигнала ФЧД, обусловленных его собственными шумами; $\delta\Psi_N(j\Omega)$ - спектр флуктуаций фазы выходного сигнала делителя Д2, обусловленной его собственными шумами.

Наличие шумовых компонент в спектре амплитуд выходного сигнала ФАПЧ может рассматриваться как следствие флуктуаций фазы его входного сигнала [1]. Так как сигнал на выходе ГУН представляет продукт частотной модуляции шумовой составляющей сложной формы и имеет непрерывный спектр, рассмотрим некоторую малую окрестность Δf частоты f_m этого спектра. Если девиация частоты выходного сигнала ГУН под действием модулирующей компоненты составляет Δf , то величина

$$\Psi_m = \frac{\Delta f}{f_m}$$

есть индекс модуляции, совпадающий по определению с максимальным изменением фазы фазомодулированного сигнала. Тогда

$$u_{ГУН}(t) = U_{ГУН} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\Delta f}{f_m} \cos \omega_m t\right) = U_{ГУН} \cos \omega_0 t \cos(\Psi_m \sin \omega_m t) - \sin \omega_0 t \sin(\Psi_m \sin \omega_m t)$$

Для индексов модуляции $\Psi_m \ll 1$

$$\cos(\Psi_m \sin \omega_m t) \approx 1 \text{ и } \sin(\Psi_m \sin \omega_m t) \approx \Psi_m \sin \omega_m t$$

С учетом этого получим

$$u_{ГУН}(t) = U_{ГУН} \cos \omega_0 t - U_{ГУН} \sin \omega_0 t (\Psi_m \sin \omega_m t) =$$

$$= U_{ГУН} \cos \omega_0 t - \frac{U_{ГУН} \Psi_m}{2} [\cos(\omega_0 + \omega_m)t - \cos(\omega_0 - \omega_m)t]$$

откуда следует, что выходной сигнал ГУН, помимо несущей $U_{ГУН} \cos \omega_0 t$, содержит две боковых с амплитудами $U_B = \frac{U_{ГУН} \Psi_m}{2}$ и отстоящими от несущей на величину $\Delta\omega = \omega_0 \pm \omega_m$.

Так как вышеизложенное справедливо для любой частоты спектра модулирующей флуктуации, то вычислив квадрат отношения амплитуд боковых составляющих и несущих получим

$$L(f_m) = \left(\frac{U_B}{U_{ГУН}} \right)^2 = \frac{\Psi_m^2}{4}$$

относительную энергетическую характеристику боковой полосы.

Эквивалентной по результату будет случайный (негармонический) процесс изменения фазы в полосе частот 1Гц, имеющий дисперсию

$$\sigma_{\Psi_m}^2 = 2 \cdot L(f_m) = \frac{\Psi_m^2}{2}$$

Здесь учтено, что энергию флуктуаций в случайном процессе в виде модулированного сигнала несут обе боковые полосы. Таким образом, относительная спектральная плотность мощности шума ГУН (по отношению к мощности несущей) и дисперсия флуктуации фазы на единицу полосы совпадают, а последняя в свою очередь, совпадает со спектральной плотностью дисперсии флуктуации фазы. Таким образом, построив зависимость для спектральной плотности дисперсии фазы, получим нормированную одностороннюю спектральную плотность мощности выходного сигнала ГУН относительно частоты несущего колебания

$$S_{\Psi_{ГУН}}(\Omega) = 2 \frac{S_{ГУН}(\Omega)}{U_{ГУН}^2}$$

Вышеизложенное позволяет свести задачу определения спектра шумов в выходном сигнале системы ФАПЧ к определению спектральной плотности дисперсии фазы выходного сигнала ГУН при замкнутой петле ФАПЧ - $S_{\Psi_{ФАПЧ}}(\Omega)$.

Величина $S_{\Psi_{ФАПЧ(x)}}(\Omega)$ при действии каждого из источников шумов в отдельности равна

$$S_{\Psi_{ФАПЧ(x)}}(\Omega) = |K_{ФАПЧ(x)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(x)}(\Omega),$$

где $S_{\Psi(x)}(\Omega)$ - спектральная плотность дисперсии флуктуации фазы источника (x); $K_{ФАПЧ(x)}(j\Omega)$ - комплексный коэффициент передачи ФАПЧ от источника (x) до выхода ГУН; $S_{\Psi_{ФАПЧ(x)}}(\Omega)$ - спектральная плотность дисперсии флуктуаций фазы выходного сигнала ГУН при действии шумов только источника (x).

Согласно структурной схеме к таким источникам относятся: эталонный генератор (Э); делитель Д1 (n); ФЧД (d); ГУН (ГУН) и делитель Д2 (N). С учетом принятых обозначений, результирующая спектральная плотность дисперсии флуктуаций фазы на выходе ГУН с учетом всех учтенных источников может быть записана в виде

$$S_{\Psi_{ФАПЧ}}(\Omega) = |K_{ФАПЧ(Э)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(Э)}(\Omega) + |K_{ФАПЧ(n)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(n)}(\Omega) + |K_{ФАПЧ(d)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(d)}(\Omega) + |K_{ФАПЧ(N)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(N)}(\Omega) + |K_{ФАПЧ(ГУН)}(j\Omega)|^2 S_{\Psi(ГУН)}(\Omega).$$

Выражения для комплексных коэффициентов передачи относительно рассмотренных источников могут быть найдены из структурной схемы рис. 4 [3]

$$K_{\Phi АПЧ(\varepsilon)}(j\Omega) = \frac{N}{n} \frac{1}{1 + K(j\Omega)};$$

$$K_{\Phi АПЧ(n)}(j\Omega) = K_{\Phi АПЧ(N)}(j\Omega) = N \frac{1}{1 + K(j\Omega)};$$

$$K_{\Phi АПЧ(\delta)}(j\Omega) = \frac{N}{K_{\delta}} \frac{1}{1 + K(j\Omega)};$$

$$K_{\Phi АПЧ(ГУН)}(j\Omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{K(j\Omega)}};$$

где $K(j\Omega) = j\Omega \frac{T_{\Phi АПЧ}}{K_{\phi R}(j\Omega)}$; $K_{\phi R}(j\Omega) = \frac{K_{\phi}(j\Omega)}{R}$; R – коэффициент, учитывающий преоб-

зование активной составляющей тока ФЧД в выходное напряжение ФНЧ; $T_{\Phi АПЧ} = \frac{N}{K_{\delta} K_{ГУН} R}$.

Как следует из анализа первых трех приведенных выражений, структура их одинакова и отличается только весовыми коэффициентами. Это означает, что влияние шумов эталонного генератора, шумов обоих делителей, ФЧД, качественно одинаковы во всем исследуемом частотном диапазоне. В четвертом выражении частотная зависимость для $K_{\Phi АПЧ(ГУН)}(j\Omega)$ имеет в некотором смысле «обратный» характер в сравнении с рассмотренными выше. Для реально используемых в составе ФАПЧ фильтров эта зависимость соответствует АФЧХ фильтра верхних частот (ФВЧ), а три ранее приведенных – ФНЧ [2].

С учетом изложенного можно записать

$$S_{\Psi \Phi АПЧ}(\Omega) = \left| \frac{1}{1 + K(j\Omega)} \right|^2 \left[\frac{N^2}{n^2} \cdot S_{\Psi(\varepsilon)}(\Omega) + N^2 S_{\Psi(n)}(\Omega) + N^2 S_{\Psi(N)}(\Omega) + \frac{N^2}{K_{\delta}^2} S_{(\delta)}(\Omega) \right] + \left| \frac{1}{1 + \frac{1}{K(j\Omega)}} \right|^2 \cdot S_{\Psi(ГУН)}(\Omega)$$

Анализ приведенной зависимости показывает, что при изменении параметров петлевого ФНЧ одновременно изменяются фильтрующие свойства ФАПЧ как эквивалентного низкочастотного и высокочастотного фильтров, характеризующихся частотой среза Ω_c .

Заключение.

1. Шумы эталонного генератора, делителей, ФЧД фильтруются схемой ФАПЧ как эквивалентным ФНЧ. Чем меньше Ω_c этого ФНЧ, тем более в узкой полосе, прилегающей к несущей частоте, сосредоточены фазовые шумы на выходе ФАПЧ. Шумы ГУН фильтруются ФАПЧ как эквивалентным ФВЧ.
2. Для подавления узкополосных спектральных компонент, кратных частоте сравнения ω_{cp} , на выходе ФАПЧ, должно выполняться условие

$$\Omega_c \ll \omega_{cp}$$

Существенное снижение Ω_c приводит к снижению быстродействия ФАПЧ, увеличению времени установления нового значения частоты при изменении номера канала.

3. Уменьшение Ω_c приводит к расширению полосы частот прозрачности по отношению к спектральным компонентам флуктуации фазы ГУН, отодвигая границу подавляемых ФАПЧ частот флуктуаций ГУН в область низких частот. В результате этого, только са-

мые низкочастотные составляющие флуктуации фазы ГУН будут подавляться ФАПЧ. Более высокочастотные присутствуют в выходном сигнале ФАПЧ.

4. Если ставится задача создания опорного генератора с низким уровнем узкополосных составляющих спектра выходного сигнала, кратных частоте сравнения и низким уровнем флуктуационных шумов, частоту среза ФАПЧ как эквивалентного ФНЧ следует выбирать низкой. При этом требования к кратковременной нестабильности частоты ГУН становятся более жесткими. Требования к генератору эталонного сигнала по кратковременной нестабильности несколько снижаются. Низкий уровень фазовых шумов автономного автогенератора ГУН обычно связывают с высокой добротностью резонатора [1], и, как правило, сложностью его электронной перестройки. Исключение составляют генераторы на ЖИГ-резонаторах. Последние, однако, дороги и до настоящего времени не используются в трансиверах радиоканалов телекоммуникационных сетей. Другой, скорее теоретический, вариант опорного генератора для указанных условий – реализация ГУН на основе высокочастотного кварцевого резонатора с последующим умножением частоты. Однако возможности перестройки частоты такого ГУН так же очень ограничены и достаточны лишь для обеспечения высокой долговременной стабильности частоты опорного сигнала. Таким образом, снижение частоты среза ФАПЧ, обеспечивая возможность получения сигнала с высокой кратковременной и долговременной стабильностью, существенно ограничивает возможности перестройки выходной частоты опорного генератора и формирования сетки опорных частот сети. Область применения таких ФАПЧ – приемопередатчики стационарных, тропосферных, радиорелейных и спутниковых линий связи.
5. Реализация требования оперативной перестройки частоты опорного генератора обуславливает необходимость использования ГУН со значительным диапазоном перестройки и, как правило, значительными собственными фазовыми шумами. Минимальным требованием к ГУН по шумовым показателям в этих условиях является не превышение допустимого уровня фазовых шумов на частотах выше частоты среза ФАПЧ. В полосе пропускания ФАПЧ шумы ГУН будут в той или иной степени подавляться. Для эффективного подавления собственных шумов ГУН частота среза ФАПЧ как эквивалентного фильтра должна выбираться достаточно высокой, что однако ухудшает подавление спектральных компонент с частотами кратными частоте сравнения. С другой стороны расширение полосы ФАПЧ приводит к повышению требований к кратковременной нестабильности частоты сигнала эталонного генератора и чистоты его спектрального состава. Это ограничит возможности использования в качестве эталонного генератора синтезатора частоты прямого синтеза, сигналов GPS и т.д. Решение проблемы получения спектрально чистого эталонного сигнала является использованием узкополосных кварцевых фильтров при вводе эталонного сигнала в ФАПЧ. Все это приводит к усложнению и удорожанию средств получения эталонного сигнала. Положительным итогом указанного направления разработки ФАПЧ является упрощение, собственно ГУН и широкий диапазон перестройки частоты ФАПЧ, что открывает возможности удовлетворить требованиям к опорным генераторам трансиверов телекоммуникационных сетей.

Литература

1. Ulrich L. Rohde. Microwave and Wireless Synthesizers. Theory and Design. John Wiley & Sons. 1997, 838p.
2. Романюк А.А. Синтезаторы частоты на основе автогенераторов с ФАПЧ. – М.: МИ-ЭТ, 2005. – 100с.
3. Бессекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического управления. – М.: Наука, 1972. – 768 с.