НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ МГТУ ИМ. Н.Э. БАУМАНА
НАУКА и ОБРАЗОВАНИЕ
Эл № ФС 77 - 48211. Государственная регистрация №0421200025. ISSN 1994-0408
электронный научно-технический журнал

Структурно-параметрический синтез синтезаторов частот косвенного типа

06, июнь 2012
DOI: 10.7463/0612.0423339

Казаков Л. Н., Вишняков Д. Ю.

УДК 631.374.42

Россия, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова
kazakov@uniyar.ac.ru
vishnyakovdenisu@yandex.ru

Введение

Одним из устройств, широко используемых для построения источников колебаний, являются синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты (СЧ-ИФАПЧ). Основными радиотехническими системами, для функционирования которых требовались такие источники, были и остаются радиолокационные системы, измерительные системы и различные виды систем связи и передачи информации [1]. С появлением новых сигналов, например сигналы с ортогональным частотным разделением и способов их формирования и обработки требования к стабильности частоты систем частотного синтеза и уровням их фазовых шумов становятся всё более жёсткими. В связи с этим, возникает задача оценки предельно достижимого уровня спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых флуктуаций сигналов однокольцевых и многокольцевых синтезаторов частот и оптимизации структуры и параметров систем частотного синтеза с целью уменьшения уровня фазового шума выходного сигнала.

Оптимизация структуры и параметров синтезатора частот

Согласно [2, 3, 4] СПМ внешних и внутренних помех в СЧ-ИФАПЧ могут быть представлены в виде степенных функций

$$S_{\varphi}^{ог}(\omega)=\sum_{i=0}^{4}h_i^{ог}\cdot\omega^{-i},\ S_{\varphi}^{гун}(\omega)=\sum_{i=0}^{4}h_i^{гун}\cdot\omega^{-i},\ S_{\varphi}^{цм}(\omega)=\sum_{i=0}^{1}h_i^{цм}\cdot\omega^{-i},\qquad(1)$$

где $S_{\varphi}^{ог}(\omega)$, $S_{\varphi}^{гун}(\omega)$ – СПМ фазовых флуктуаций сигналов опорного и перестраиваемого генераторов, $S_{\varphi}^{цм}(\omega)$ – эквивалентный фазовый шум цифрового модуля, $h_i^{ог}$, $h_i^{гун}$, $h_i^{цм}$ – константы, определяющие уровень СПМ фазовых флуктуаций сигналов опорного, перестраиваемого генераторов и цифрового модуля.

Внешними источниками полезного сигнала и шума считаются опорный генератор и цифровой модуль, включающий в себя частотно-фазовый дискриминатор и делители частоты в опорном канале и канале обратной связи. Внутренним источником полезного сигнала и шума является перестраиваемый генератор. Синтезировать структуру однокольцевого СЧ-ИФАПЧ можно с использованием винеровской фильтрации. Это связано с тем, что шумы элементов синтезатора частот достаточно малы и для математического описания данной системы справедлива фазонепрерывная модель. Однако, наличие двух источников полезного сигнала и шума не позволяет воспользоваться классическим вариантом структурного синтеза.

В отличие от ранее предложенного авторами метода синтеза оптимальной структуры СЧ-ИФАПЧ на основе итерационного процесса [5, 6] в данной работе предлагается решить задачу оптимизации в два этапа. На первом этапе происходит синтез структур для каждого источника шума отдельно. Рассмотрению подлежат СПМ фазовых флуктуаций сигналов опорного, перестраиваемого генераторов и эквивалентного шума цифрового модуля. Причём интерес для формирования выходного сигнала синтезаторов частот косвенного типа представляют следующие компоненты фазового шума сигнала опорного и перестраиваемого генераторов: фазовый фликкер-шум, белый частотный шум, частотный фликкер-шум и частотный шум случайных блужданий сигнала опорного генератора, белый фазовый шум, фазовый фликкер-шум, белый частотный шум сигнала перестраиваемого генератора. Помехой являются белые компоненты фазового шума сигнала опорного генератора и цифрового модуля, частотный фликкер-шум, частотный шум случайных блужданий сигнала перестраиваемого генератора. На втором этапе происходит синтез структуры однокольцевого синтезатора частот с учётом тех оптимальных фильтров, которые были получены на первом этапе.

Рассмотрим предложенный алгоритм. Одним из условий реализации фильтра Винера является его физическая реализуемость, в связи с этим для удобства факторизации [7] предлагается сохранить только чётные компоненты СПМ фазовых флуктуаций сигнала опорного, перестраиваемого генераторов и цифрового модуля. СПМ фазовых флуктуаций полезного сигнала и помехи для сигнала опорного кварцевого генератора и перестраиваемого генераторов имеет вид

$$S^{c}_{\varphi,ог}(\omega)+S^{пом.}_{\varphi,ог}(\omega)=\frac{h_4^{ог}}{\omega^4}+\frac{h_2^{ог}}{\omega^2}+h_0^{ог}+h_0^{цм}= \\ =N_0\cdot\left(\frac{c+\sqrt{b+2c}\cdot i\omega-\omega^2}{-\omega^2}\right)_+\cdot\left(\frac{c-\sqrt{b+2c}\cdot i\omega-\omega^2}{-\omega^2}\right)_-, \tag{2}$$

$$S^{c}_{\varphi,пг}(\omega)+S^{пом.}_{\varphi,пг}(\omega)=\frac{h_4^{гун}}{\omega^4}+\frac{h_2^{гун}}{\omega^2}+h_0^{гун}= \\ =h_0^{гун}\cdot\left(\frac{c_1+\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-\omega^2}{-\omega^2}\right)_+\cdot\left(\frac{c_1-\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-\omega^2}{-\omega^2}\right)_-,$$

где $S^{c}_{\varphi,ог}(\omega)=\frac{h_4^{ог}}{\omega^4}+\frac{h_2^{ог}}{\omega^2}$, $S^{c}_{\varphi,пг}(\omega)=\frac{h_2^{гун}}{\omega^2}+h_0^{гун}$ – СПМ полезного сигнала опорного и перестраиваемого генераторов, $S^{пом.}_{\varphi,ог}=N_0=h_0^{ог}+h_0^{цм}$, $S^{пом.}_{\varphi,пг}(\omega)=\frac{h_4^{гун}}{\omega^4}$ – СПМ помехи, $b=\frac{h_2^{ог}}{N_0}$, $c^2=\frac{h_4^{ог}}{N_0}$, $b_1=\frac{h_2^{гун}}{h_0^{гун}}$, $i=\sqrt{-1}$, $c_1^2=\frac{h_4^{гун}}{h_0^{гун}}$.

Знак “+” в (2) означает, во-первых, разложение функции в скобках на простые дроби, а во-вторых, взятие лишь тех слагаемых, полюсы которых лежат в верхней области ω - плоскости, знак “-” – в нижней области ω - плоскости.

Коэффициенты передачи оптимальных фильтров имеют вид

$$H^{ог}_{опт.}(i\omega)=1-\frac{\sqrt{N_0}}{\sqrt{N_0}\cdot\left(\frac{c+\sqrt{b+2c}\cdot i\omega-\omega^2}{-\omega^2}\right)_+}=\frac{c+\sqrt{b+2c}\cdot i\omega}{-\omega^2+c+\sqrt{b+2c}\cdot i\omega}, \tag{3}$$

$$H_{опт.}^{пг}(i\omega)=\frac{-\omega^2}{h_0^{гун}c_1+h_0^{гун}\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-h_0^{гун}\omega^2}\cdot\left(\frac{-h_0^{гун}\cdot\omega^4-h_2^{гун}\cdot\omega^2}{\omega^2c_1-\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega^3-\omega^4}\right)_+=$$

$$=\frac{-\omega^2\cdot h_0^{гун}}{h_0^{гун}c_1+h_0^{гун}\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-h_0^{гун}\omega^2}\cdot\left(1+\frac{h_0^{гун}\cdot\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega+h_2^{гун}}{h_0^{гун}c_1+h_0^{гун}\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-h_0^{гун}\omega^2}\right)_+=$$

$$=\frac{-\omega^2}{c_1+\sqrt{b_1+2c_1}\cdot i\omega-\omega^2}.$$

Анализ выражения (3) позволяет сделать следующий вывод. Классический вариант однокольцевого синтезатора частот косвенного типа позволяет реализовать квазиоптимальный фильтр для сигнала опорного генератора (учитывает параметр N) и оптимальный фильтр для сигнала перестраиваемого генератора (4). При этом в качестве петлевого фильтра используется интегратор с форсированием.

$$H_{к.опт.}^{ог}(i\omega)=N\cdot H_{опт}^{ог}(i\omega)=N\cdot\frac{G(i\omega)}{1+G(i\omega)},\ H_{опт.}^{пг}(i\omega)=\frac{1}{1+G(i\omega)},\qquad(4)$$

$$G(i\omega)=\frac{K_{фд}\cdot K_{пг}\cdot K_{ф}(i\omega)}{N\cdot i\omega},\ K_{ф}(i\omega)=\frac{(1+i\omega\,T_1)}{i\omega\cdot T_2},$$

где $G(i\omega)$ – коэффициент передачи разомкнутого кольца, $K_{фд}$ – крутизна дискриминационной характеристики фазового детектора, $K_{пг}$ – крутизна регулировочной характеристики ПГ, $K_{ф}(i\omega)$ – коэффициент передачи петлевого фильтра, T_1, T_2 – постоянные времени петлевого фильтра, N – значение коэффициента деления.

Критерием для параметрического синтеза однокольцевого СЧ-ИФАПЧ на втором этапе является минимум дисперсии фазы выходного сигнала. Дисперсия фазовых флуктуаций выходного сигнала СЧ-ИФАПЧ, обусловленная наличием фазовых шумов опорного и перестраиваемого генераторов, эквивалентным фазовым шумом цифрового модуля, имеет вид

$$\sigma_{\varphi}^2=I_1+I_2,\qquad(5)$$

$$I_1=\int_{F_н}^{F_в}\left(\sum_{i=0}^{4}h_i^{ог}\cdot\omega^{-i}+\sum_{i=0}^{1}h_i^{цм}\cdot\omega^{-i}\right)\cdot\left|H_{к.опт.}^{ог}(i\omega)\right|^2d\omega,$$

$$I_2 = \int_{F_н}^{F_в} \left(\sum_{i=0}^{4} h_i^{гун} \cdot \omega^{-i} \right) \cdot \left| H_{опт.}^{пг}(i\omega) \right|^2 d\omega.$$

Пределы интегрирования для интегралов (5) определяются исходя из эффективной скорости передачи радиотехнической системы, в которой используется СЧ [3]. Верхний предел интегрирования равен половине частоты дискретизации кольца ИФАПЧ, нижний определяется минимальной скоростью передачи информации. В работе нижний предел интегрирования является параметром (в дальнейшем, если данный параметр не указан, он равен 1 герцу).

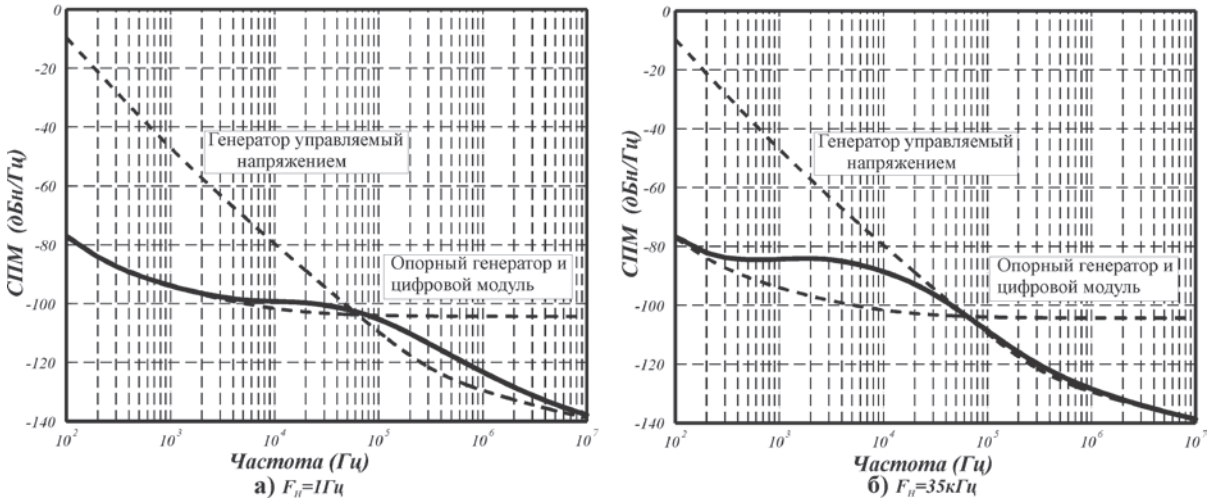

Рис. 1. СПМ фазовых флуктуаций выходного сигнала синтезатора частот дециметрового диапазона

Результат применения данного алгоритма к однокольцевому синтезатору частот дециметрового диапазона представлен на рис. 1. На рис. 2 приведены оптимальные значения полосы единичного усиления кольца ИФАПЧ $(F_{ср})$ (рис. 2 а) и показателя колебательности (M) (рис. 2 б) в зависимости от значения нижнего предела интегрирования (5). Минимум дисперсии фазовых флуктуаций сигнала СЧ-ИФАПЧ для низкоскоростных систем достигается при реализации фильтра близкого к оптимальному фильтру для сигнала перестраиваемого генератора, для высокоскоростных систем достигается при реализации фильтра близкого к оптимальному фильтру для сигнала опорного генератора.

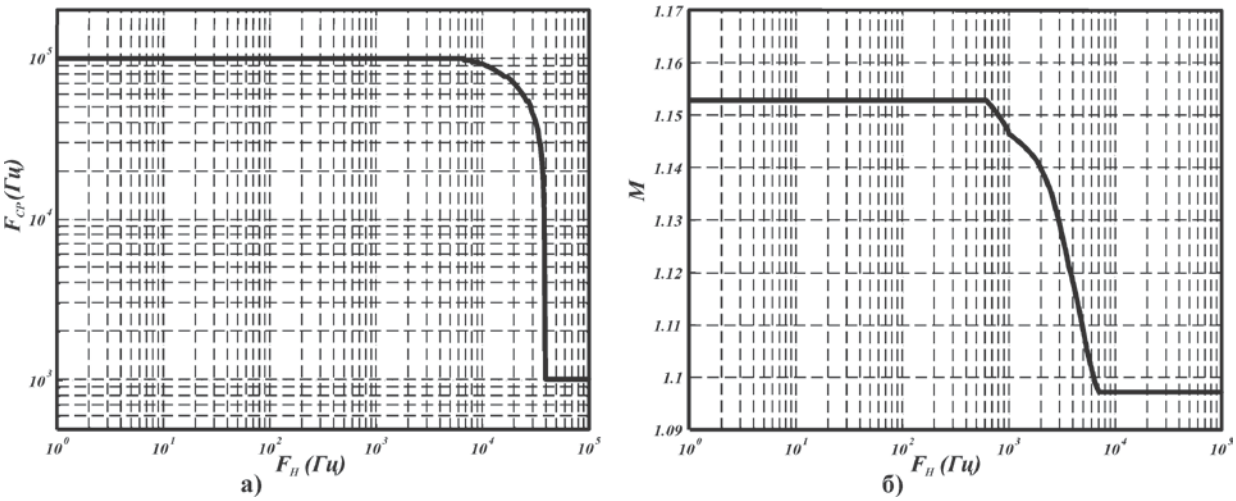

Рис. 2. Оптимальные значения полосы единичного усиления кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (а) и коэффициента колебательности (б)

В результате параметрического синтеза объединённой структуры не удаётся получить оптимальные фильтры для сигналов опорного и перестраиваемого генераторов, которые были получены на первом этапе. Оценить погрешность фильтрации, вызванную неоптимальностью реализованных в синтезаторе фильтров по отношению к синтезируемым фильтрам и учетом фликкерных компонент источников шума можно следующим образом [7]

$$\begin{aligned}\sigma^2_{\hat{\varphi},ог} &= \int_{F_н}^{F_в}\left(\sum_{i=1}^{4} h_i^{ог}\cdot\omega^{-i} - \left(\sum_{i=0}^{4} h_i^{ог}\cdot\omega^{-i} + \sum_{i=0}^{1} h_i^{цм}\cdot\omega^{-i}\right)\cdot\left|H^{ог}_{к.опт.}(i\omega)\right|^2\right)d\omega,\\ \sigma^2_{\hat{\varphi},пг} &= \int_{F_н}^{F_в}\left(\sum_{i=0}^{2} h_i^{пг}\cdot\omega^{-i} - \left(\sum_{i=0}^{4} h_i^{пг}\cdot\omega^{-i}\right)\cdot\left|H^{пг}_{опт.}\ (i\omega)\right|^2\right)d\omega.\end{aligned} \qquad (6)$$

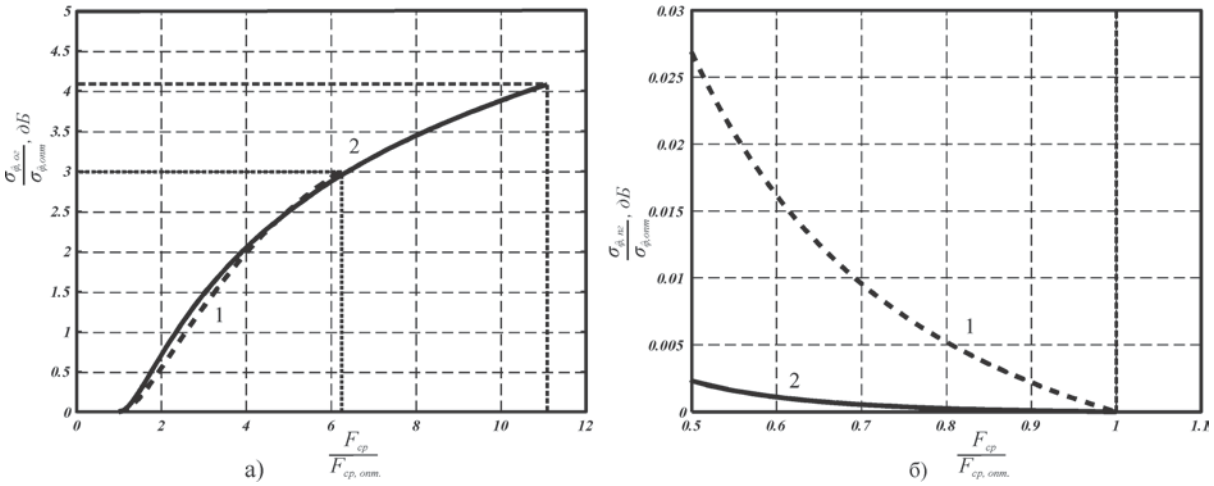

Рис. 3. Зависимость отношения среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала опорного генератора $\sigma_{\hat{\varphi},ог}$ (а) и сигнала перестраиваемого генератора $\sigma_{\hat{\varphi},пг}$ (б) к оптимальному значению среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\hat{\varphi},опт}$ от нормированной полосы единичного усиления кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты ($F_{ср,опт.}$ – оптимальное значение полосы единичного усиления кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты)

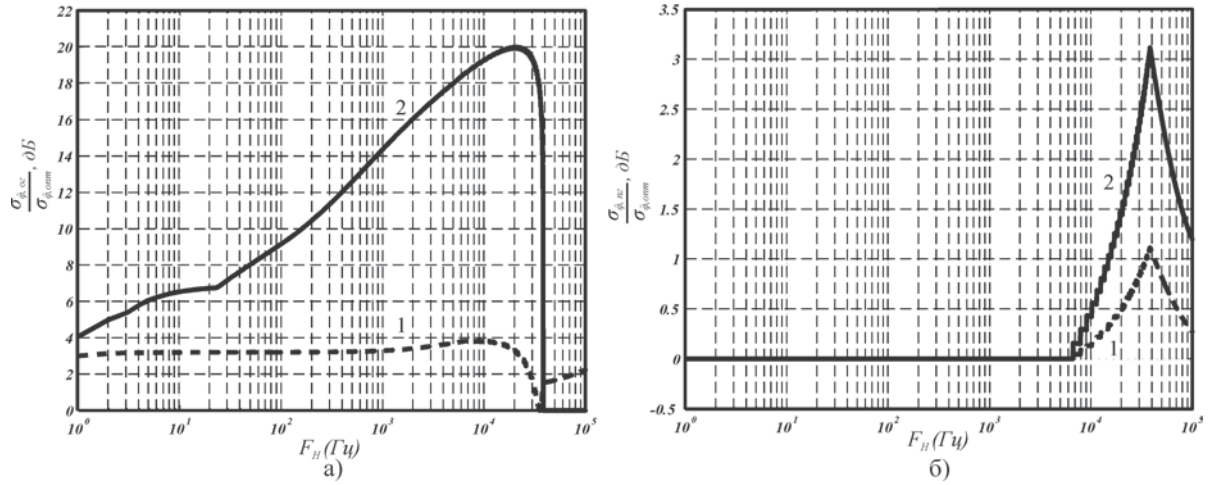

Рис. 4. Зависимость отношения среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала опорного генератора $\sigma_{\hat{\varphi},ог}$ (а) и сигнала перестраиваемого генератора $\sigma_{\hat{\varphi},пг}$ (б) к оптимальному значению среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\hat{\varphi},опт}$ от нижнего предела интегрирования

Результаты оценки погрешности фильтрации приведены на рис. 3, 4 (на рисунках: 1 – отношение среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала к оптимальному значению среднеквадратичного отклонения с учётом фликкерных компонент, 2 – отношение среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала

к оптимальному значению среднеквадратичного отклонения без учёта фликкерных компонент).

Учёт фликкерных компонент при параметрическом синтезе объединенной структуры приводит к увеличению полосы единичного усиления кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты и к уменьшению отклонения среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала от оптимального значения. Отклонение среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала с учётом фликкерных компонент не превышает 4 дБ, в то время как отклонение среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала без учёта фликкерных компонент достигает 20 дБ.

Эффект умножения фазовых флуктуаций сигнала опорного генератора кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты не позволяет реализовать оптимальный фильтр (4). Расчеты синтезаторов частот на основе однокольцевых структур показывают, что реализация больших коэффициентов деления в любом случае может привести к недопустимому уровню фазового шума синтезируемого сигнала. Примером может служить синтезатор частот сантиметрового диапазона с шагом сетки менее 1 МГц (рис. 5, кривая 1). Решить данную проблему можно с помощью многокольцевых структур [3], применение которых позволяет уменьшить коэффициент деления в цепи обратной связи, тем самым реализовать наиболее близкие к оптимальным фильтрующие свойства колец. Пример такого синтезатора приведен на рис. 6, в структуре которого можно выделить опорное кольцо (формирует грубую сетку частот) и выходное кольцо (формирует шаг синтезируемой сетки частот). На рис. 6 приняты следующие обозначения: ИФД – импульсно-фазовый детектор, ФНЧ – фильтр низких частот, ГУН – генератор, управляемый напряжением, ДПКД – делитель с переменным коэффициентом деления, ДФКД – делитель с фиксированным коэффициентом деления, У – усилитель, ОГ – опорный генератор, МК – микроконтроллер n_i – разрядность шины управления. Сглаживающие фильтры в обоих кольцах можно построить, используя процедуру синтеза однокольцевого синтезатора частот, предложенную выше, тем самым обобщив ее на многокольцевые структуры СЧ-ИФАПЧ. При этом сначала синтезируется структура опорного кольца. Затем полученная СПМ фазовых флуктуаций сигнала опорного кольца пересчитывается на вход выходного кольца и аппроксимируется зависимостью, позволяющей использовать предложенный в работе метод. Если учесть, что выходное кольцо, как правило, имеет полосу единичного усиления меньше, чем полоса единичного усиления опорного кольца, то пересчитанная СПМ фазовых флуктуаций сигнала опорного

кольца имеет вид (1). В этом случае оптимальный коэффициент передачи для главного кольца имеет вид (3). На рис. 5 приведена зависимость отклонения среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала для однокольцевого (кривая 1) и двухкольцевого (кривая 2) синтезатора частот от относительного изменения коэффициента деления. На рис. 7 приведены СПМ фазовых флуктуаций сигналов однокольцевого и двухкольцевого СЧ-ИФАПЧ сантиметрового диапазона, шаг сетки 1 МГц.

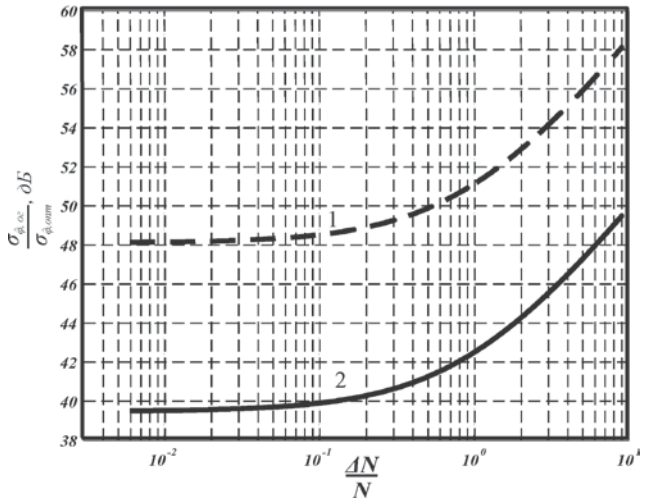

Рис. 5. Зависимость отношения среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала опорного генератора $\sigma_{\hat{\varphi},ог}$ к оптимальному значению среднеквадратичного отклонения $\sigma_{\hat{\varphi},опт}$ полезного сигнала для однокольцевого (кривая 1) и двухкольцевого (кривая 2) синтезатора частот от относительного изменения коэффициента деления

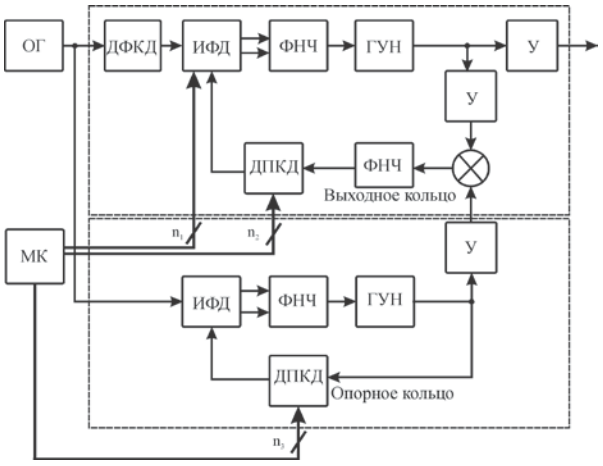

Рис. 6. Синтезатор частот на основе двухкольцевой структуры

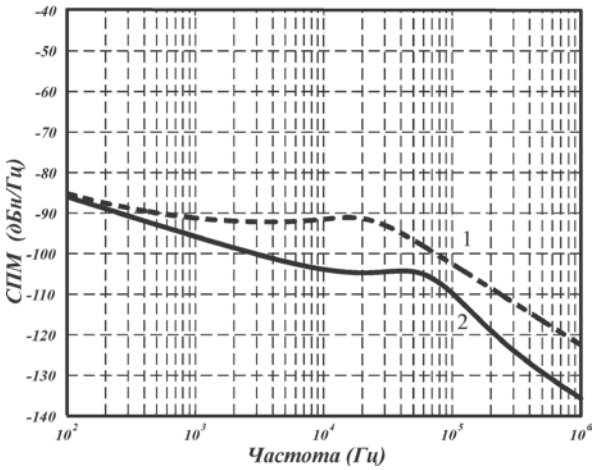

Рис. 7. СПМ фазовых флуктуаций сигналов однокольцевого (кривая 1) и двухкольцевого (кривая 2) синтезатора частот

Заключение

В работе предложен метод структурно-параметрического синтеза синтезаторов частот косвенного типа на основе одно и двухкольцевых структур. Метод позволяет получить квазиоптимальную структуру синтезатора частот для широко используемой на практике полиномиальной модели СПМ фазовых флуктуаций сигналов опорного и перестраиваемого генераторов. Реализация оптимальной структуры СЧ-ИФАПЧ достигается применением в качестве петлевого фильтра кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты интегратора с форсированием. Отклонение оценки полезного сигнала с выхода реализованного фильтра от оценки сигнала с выхода оптимального фильтра с учётом фликкерных компонент не превышает 4 дБ. В то же время эффект умножения фазовых флуктуаций сигнала опорного генератора в СЧ-ИФАПЧ не позволяет реализовать оптимальный фильтр. Применение многокольцевых структур или использование делителя частоты с дробно-переменным коэффициентом деления позволяет уменьшить эффект умножения фазовых флуктуаций сигнала опорного генератора, тем самым сократить отклонение среднеквадратичного отклонения оценки полезного сигнала.

Литература

1. Иванкович М.В., Виноградов А.Н., Лебедев А.Н, Пестряков А.В. Комплекс мониторинга систем профессиональной мобильной радиосвязи // Электросвязь. 2005. №6. С. 14 – 18.

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. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи.- М.: Радио и Связь, 1991.- 264 с.

4. Жабин А.С., Кулешов В.Н., Голубков А.В. Собственные шумы ИЧФД и их влияние на работу синтезатора частот // Вестник МЭИ.- 2011.- № 1.- С. 60-68.

5. Вишняков Д.Ю., Калямин А.Н. Структурный синтез СЧ-ИФАПЧ на основе оптимального фильтра Винера // Докл. 13-й международ. конф. «Цифровая обработка сигналов и ее применение», Москва. 2011. Т. 1, С. 19-22.

6. Вишняков Д.Ю. Структурный синтез многокольцевых прецизионных синтезаторов частот косвенного типа // Докл. научно-тех. сем. "Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания", Одесса, 2011. С. 49-51.

7. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. - М.: Советское радио, 1978. – 600 с.

SCIENTIFIC PERIODICAL OF THE BAUMAN MSTU
SCIENCE and EDUCATION
EL № FS 77 - 48211. №0421200025. ISSN 1994-0408
electronic scientific and technical journal

Structural and parametric synthesis of PLL frequency synthesizer

 # 06, June 2012
DOI: 10.7463/0612.0423339

Kazakov L.N., Vishnyakov D.Yu.

Russia, Yaroslavl Demidov State University
kazakov@uniyar.ac.ru
vishnyakovdenisu@yandex.ru

In this paper structural and parametric synthesis of PLL frequency synthesizers is proposed. The peculiarity of these devices includes existence of both external and internal noise in the system, which, in this case, does not allow to apply the classical method of structural synthesis based on the theory of optimal linear and nonlinear filtering. To solve the problem two steps were proposed. At the first stage optimal filters are synthesized separately for external and internal signal and noise sources. At the second stage structural synthesis is used, which includes properties of optimal filters obtained at the first stage.

Publications with keywords: frequency synthesizer PLL, phase noise, structural and parametric synthesis
Publications with words: frequency synthesizer PLL, phase noise, structural and parametric synthesis

References

1. Ivankovich M.V., Vinogradov A.N., Lebedev A.N, Pestriakov A.V. Kompleks monitoringa sistem professional'noi mobil'noi radiosviazi [Complex monitoring systems of a professional mobile radio communication]. *Elektrosviaz'*, 2005, no. 6, pp. 14 – 18.

2. Levin V.A., Malinovskii V.N., Romanov S.K. *Sintezatory chastot s sistemoi impul'sno-fazovoi avtopodstroiki chastity* [Frequency synthesizers with a system of pulse-phase-locked loop]. Moscow, Radio i sviaz', 1989. 232 p.

3. Ryzhkov A.V., Popov V.N. *Sintezatory chastot v tekhnike radiosviazi* [Frequency synthesizers in the technique of radio communication]. Moscow, Radio i Sviaz', 1991. 264 p.

4. Zhabin A.S., Kuleshov V.N., Golubkov A.V. Sobstvennye shumy IChFD i ikh vliianie na rabotu sintezatora chastot [Self-noise of pulse frequency-phase detectors and

their impact on the work of frequency synthesizer]. *Vestnik MEI* [Herald of MEI], 2011, no. 1, pp. 60-68.

5. Vishniakov D.Iu., Kaliamin A.N. Strukturnyi sintez SCh-IFAPCh na osnove optimal'nogo fil'tra Vinera [Structural synthesis of the frequency stabilization with the system of pulse-phase-locked loop based on the optimal Wiener filter]. *Dokl. 13-i mezhdunarod. konf. «Tsifrovaia obrabotka signalov i ee primenenie»* [Reports of the 13th International. conference "Digital Signal Processing and its Applications"]. Moscow, 2011, vol. 1. pp. 19-22.

6. Vishniakov D.Iu. Strukturnyi sintez mnogokol'tsevykh pretsizionnykh sintezatorov chastot kosvennogo tipa [Structural synthesis of multi-ring precision frequency synthesizers indirect type]. *Dokl. nauchno-tekh. sem. "Sistemy sinkhronizatsii, formirovaniia i obrabotki signalov dlia sviazi i veshchaniia"* [Reports of the scientific-technical seminar "System of synchronization, formation and signal processing for communications and broadcasting"]. Odessa, 2011, pp. 49-51.

7. Lindsey W.C. *Sinchronization systems in communication and control*. New Jersey, Englewood Cliffs, Prentice-Hall Inc., 1972. 599 p. (Russ. ed.: Lindsei V. *Sistemy sinkhronizatsii v sviazi i upravlenii*. Moscow, Sovetskoe radio, 1978. 600 p.).