

УДК 621.376.32/.4

Е.В. Андронов, А.В. Горевой

## Угловая модуляция в синтезаторах СВЧ с ФАПЧ

Развит один из методов расширения полосы модулирующих частот управляемого генератора, охваченного петлёй ФАПЧ. Описана методика расчёта предсказывающей цепи. Дано экспериментальное подтверждение правильности описанной методики.

**Ключевые слова:** синтезатор СВЧ с ФАПЧ, угловая модуляция, канал модуляции, максимальная девиация частоты и фазы, фазовый шум, метод расширения полосы модулирующих частот.

Развитие радиотехнических СВЧ систем беспроводной связи, локации и измерений привело к появлению и развитию синтезаторов частот (СЧ) – устройств, управляемо производящих монохроматические колебания на сетке частот и отличающихся высокими показателями частотной стабильности, числа частот, скорости и точности их переключения. Хотя существует разветвленная классификация СЧ, включая различные методы синтеза частот, наиболее часто применяется косвенный синтез, в котором управляемый напряжением или током генератор (УГ) привязан петлей ФАПЧ к опорному генератору. Именно этот вид СЧ имеется далее в виду.

В ряде систем от СЧ, кроме его основной функции, требуется модуляция генерируемой им несущей – амплитудная, угловая и даже векторная. Решение этой задачи в СЧ с ФАПЧ осложняется «сопротивлением» петли как элемента системы автоматического регулирования. Наибольшую трудность представляет расширение полосы модулирующих частот и увеличение диапазона коэффициентов или индексов модуляции. Вклад в решение этих задач является целью данной работы.

Рассмотрим решение задачи на примере угловой модуляции (УМ) с такими требованиями: полоса модулирующих частот – от 0 Гц до десятков мегагерц; неравномерность АЧХ канала модуляции – не более 1 дБ; величины девиации частоты – от единиц герц до десятков мегагерц; коэффициент гармоник модулирующего сигнала вследствие нелинейных искажений в канале модуляции – не более 1%.

Как известно из теории автоматического управления, полоса модулирующих частот УГ, охваченного петлёй ФАПЧ, ограничена снизу её частотой среза [1]. Выше своей частоты среза петля не сопротивляется модулированию УГ, а ниже это сопротивление растёт по мере уменьшения модулирующей частоты. То есть полосу модулирующих частот УГ нужно расширять вниз. Это можно делать тремя способами:

- уменьшением частоты среза петли [2];
- подачей модулирующего сигнала «в петлю»: модулирование опорной частоты, манипулирование коэффициентом деления частоты в обратной связи или суммирование модулирующего сигнала с сигналом дискриминатора;
- внесением линейных предсказаний (коррекция АЧХ) модулирующего сигнала для компенсации работы петли ФАПЧ как ФВЧ по отношению к сигналам на входе УГ [2, 3].

Далее будет рассматриваться последний из указанных методов. Рассмотрим задачу построения корректора и расчёта его характеристик. Сначала построим корректор для случая ЧМ. Для увеличения чувствительности управления частотой в УГ вместо корректора на основе пассивного фильтра [3] предлагается корректор на основе активного фильтра (рис. 1).

Модулирующий сигнал подаётся на вход 1, сигнал управления ФАПЧ – на вход 2. Итоговый сигнал управления УГ снимается с выхода 3.

Чтобы построить корректор для ФМ, достаточно добавить дифференцирующее звено, например, на ОУ.

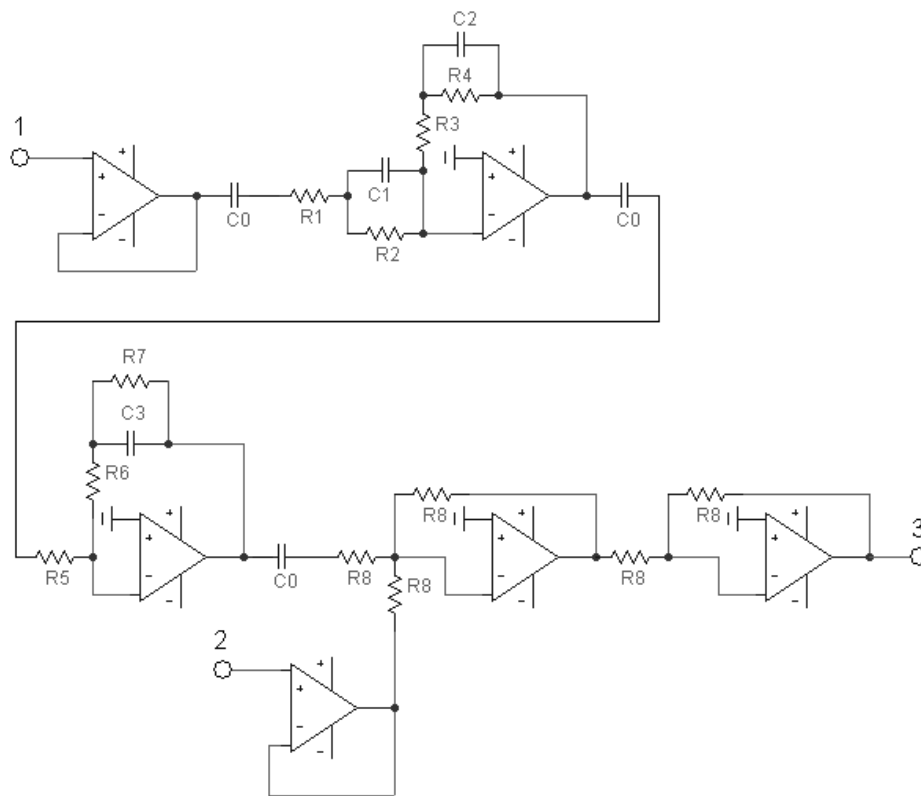


Рис. 1. Схема корректора

**Модель корректора в режиме малых сигналов**

Передаточная функция  $K1(p)$  корректора по рисунку 1 от входа 1 до выхода 3 имеет вид:

$$K1(p) = \left( c + \frac{a}{1 + p\tau} \right) \left( \frac{p\tau^0}{1 + p\tau^0} \frac{p\tau^{01}}{1 + p\tau^{01}} \frac{p\tau^{02}}{1 + p\tau^{02}} \right) \left( \frac{k}{1 + \frac{k-1}{1 + p\tau_1}} + \frac{\frac{b}{k-1}}{1 + p\tau_2} \right), \quad (1)$$

где  $a, c$  – коэффициенты усиления третьего каскада на малых и больших частотах соответственно;

$\tau$  – постоянная времени верхних частот третьего каскада;

$\tau^0, \tau^{01}, \tau^{02}$  – постоянные времени нижних частот, обусловленные разделительными конденсаторами между первым и вторым, вторым и третьим, и третьим и четвёртым каскадами соответственно;

$k$  – глубина провала АЧХ корректора в области частоты среза петли;

$b$  – коэффициент усиления третьего каскада на больших частотах;

$\tau_1, \tau_2$  – постоянные времени нижних и верхних частот провала АЧХ корректора соответственно.

В (1) первый множитель – это передаточная функция третьего каскада корректора; второй множитель описывает влияние разделительных конденсаторов на коэффициент передачи корректора; третий множитель – передаточная функция второго каскада.

Передаточная функция  $Kd(p)$  дифференцирующего звена на ОУ имеет вид:

$$Kd(p) = \frac{p\tau'}{1 + p\tau''}, \quad (2)$$

где  $\tau'$  – крутизна наклона АЧХ дифференцирующего звена;  $\tau''$  – постоянная времени нижних частот дифференцирующего звена.

Зная характеристики петли ФАПЧ и требования к УМ, можно подобрать параметры в выражениях (1) и (2).

#### Модель корректора в режиме больших сигналов

Факторы, ограничивающие максимальную девиацию  $\Delta F_{max}$ , связаны с нелинейными искажениями формы модулирующего сигнала. Эти искажения проявляются в следующих случаях:

- когда операционные усилители (ОУ) корректора входят в насыщение (перегрузка по напряжению или току);
- когда мгновенная частота УГ достигает ближайшего края регулировочной характеристики генератора;
- когда проявляются динамические искажения типа «пила», характерные для всех ОУ.

Максимальную девиацию при перегрузке по напряжению найдём по формуле:

$$\Delta F_{max}(f) = U_{num} K_v |K(2\pi fi)|, \quad (3)$$

где  $U_{num}$  – напряжение насыщения ОУ;

$K_v$  – крутизна регулировочной характеристики УГ в рабочей точке, Гц/В (далее крутизна УГ);

$K(p)$  определяется по формуле:

$$K(p) = \frac{1}{1 + K_{II}(p)}, \quad (4)$$

где  $K_{II}(p)$  – петлевое усиление.

Во втором случае максимальная девиация при ЧМ не зависит от частоты модулирующего сигнала и равна расстоянию от рабочей точки УГ на регулировочной характеристике до ближайшего её края.

В третьем случае максимальную девиацию при ЧМ найдём по формуле [4]:

$$\Delta F_{max}(f) = \frac{S \cdot K_v}{2\pi f}, \quad (5)$$

где  $S$  – скорость нарастания ОУ корректора.

При ФМ максимальная девиация определяется делением трёх предыдущих выражений на  $f$ .

#### Влияние корректора на фазовые шумы СЧ

Корректор является источником аддитивного шума между петлевым фильтром и УГ. Спектральная плотность мощности дополнительного фазового шума (ФШ) УГ  $S_\phi(f)$  определяется по формуле (6) при отстройках от 10 Гц и при выходном шуме корректора не более 10 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ .

$$S_\phi(f) = \left( \frac{K_v S_v(f)}{\sqrt{2}f} \right)^2, \quad (6)$$

где  $S_v(f)$  – спектральная плотность шумового напряжения на выходе корректора (корень квадратный из спектральной плотности мощности шума).

#### Расчёт и испытания корректора

Рассмотрим результаты расчётов и экспериментов с корректором, построенным по описанной методике. На рисунке 2 показаны расчётные и экспериментальные АЧХ каналов модуляции: вверху – при ЧМ, внизу – при ФМ. Инерционность УГ при расчётах не учитывалась. АЧХ каналов модуляции имеют размерность Гц/В. Их удобно нормировать относительно крутизны УГ, что сделано на рисунке 2.

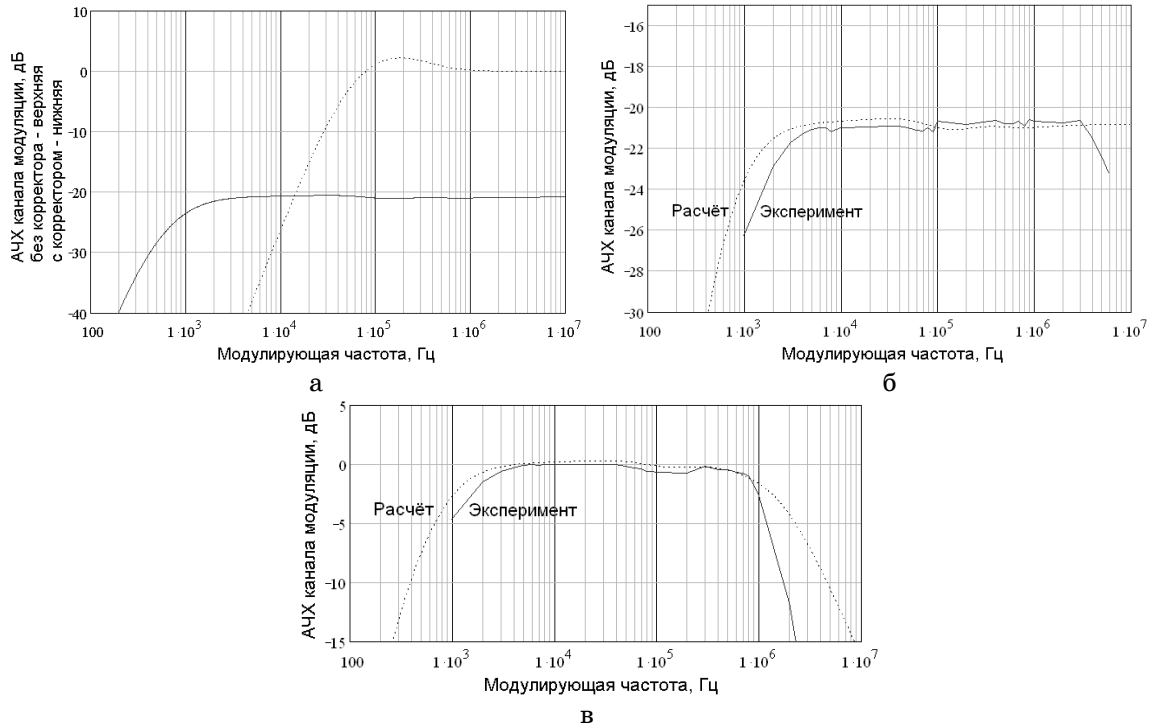


Рис. 2. АЧХ каналов модуляции, нормированные относительно крутизны УГ:  
 а – расчётные для ЧМ; б – экспериментальные для ЧМ; в – расчётные и экспериментальные для ФМ

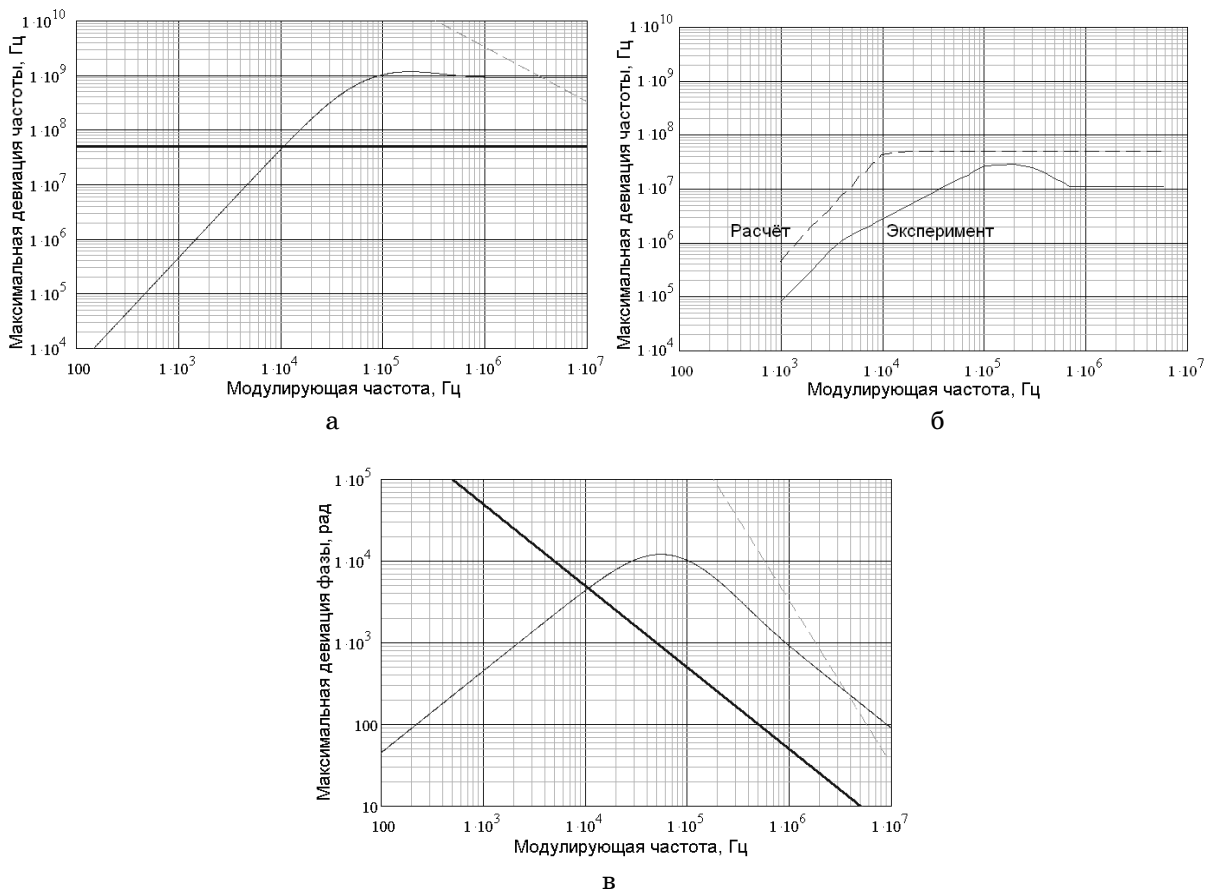


Рис. 3. Характеристики максимальной девиации частоты при ЧМ:  
 а – расчётные, б – экспериментальные, в – фазы при ФМ

Из рисунка видно, что полосы каналов модуляции составили от 1,5 кГц для ЧМ и от 1,5 кГц до 1,5 МГц для ФМ. Верхняя граничная частота канала ЧМ не приведена, так как она определяется инерционностью входа управления УГ и варьируется в пределах 5–10 МГц для современных генераторов. Эксперимент хорошо согласуется с расчётом. Нижняя граничная частота канала модуляции уменьшилась почти в 100 раз.

На рисунке 3 показаны расчётные и экспериментальные характеристики максимальной девиации при ЧМ (вверху) и ФМ (внизу) для всех трёх типов искажений: кривые – для первого типа; сплошные прямые – для второго типа; пунктирные прямые – для третьего типа. Рабочая область СЧ с УМ находится под этими линиями.

Как видно из рисунка, динамические искажения ОУ себя не проявляют по сравнению с двумя другими типами искажений. Полосы модуляции по уровням 100 кГц и 160 рад получаются от 500 Гц для ЧМ и от 300 Гц до 300 кГц для ФМ соответственно и не совпадают со значениями для линейной модели. Полосы канала модуляции будут, очевидно, от 1,5 кГц для ЧМ и от 1,5 до 300 кГц для ФМ. Также из рисунка видно, что экспериментальные данные сильно отличаются от расчётных. Это связано с тем, что в целях снижения уровня шума корректора в нём применялись резисторы с малым сопротивлением, вызывающие при больших уровнях сигналов перегрузку ОУ по току. Тем не менее, нижняя граница полосы канала ЧМ по уровню 100 кГц составила от 1,5 кГц.

Расчётный (слева) и экспериментальный (справа) дополнительный ФШ УГ показан на рисунке 4. Собственный ФШ УГ составляет минус 120 дБн/Гц на отстройке 100 кГц от несущей. Спад уровня собственного ФШ 20 дБ/дек.

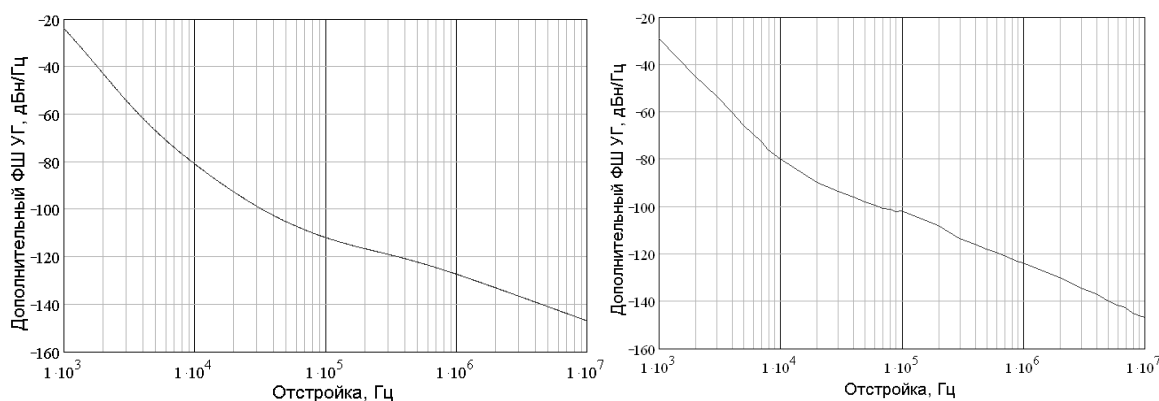


Рис. 4. Спектральная плотность мощности дополнительного ФШ УГ

Как видно из рисунка, дополнительный ФШ УГ выше собственного на 10–15 дБ, что должно учитываться при реализации УМ. Сравнивая графики, видим, что расчёт дал результаты на 10 дБ лучшие, чем эксперимент. Возможно, проявились неучтённые факторы, например, шум напряжения питания.

### Заключение

Применение корректора в СЧ с ФАПЧ, построенного по описанной выше методике, позволяет существенно расширить вниз полосу модулирующих частот. При этом используются простые схемотехнические решения и дешёвые комплектующие. Методика расчёта корректора проста и, в отличие от [3], охватывает не только определение АЧХ канала модуляции, но и максимальную девиацию и дополнительный ФШ УГ, вызванный включением корректора в петлю ФАПЧ.

### Литература

1. Bannerjee D. PLL performance, simulation and design. – Second edition, 2001. – 185 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.national.com/appinfo/wireless/files/deansbook4.pdf>, свободный.

2. Barret C. Fractional/Integer-N PLL Basics. – Technical Brief SWRA029. – Texas Instruments. – 55 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://focus.ti.com.cn/cn/lit/an/swra029/swra029.pdf>, свободный.

3. Rosemarin D. Wide bandwidth frequency modulation of phase lock loops // RF time and Frequency. – 2000. – Feb. – С. 24–32. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://images.rfdesign.com/files/4/0200Rosemarin24.pdf>, свободный.

4. Достал И. Операционные усилители / пер. с англ. – М. : Мир, 1982. – 512 с.

---

**Андронов Евгений Владимирович**

Директор департамента информационно-измерительных систем (ДИИС)

ЗАО «НПФ «Микран», г. Томск

Тел.: (3822) 42-18-77, 41-34-03, доб. 700

Эл. почта: andronov@micran.ru

**Горевой Андрей Викторович**

Инженер ДИИС ЗАО «НПФ «Микран», г. Томск

Тел.: (3822) 41-34-03, доб. 702

Эл. почта: imz@micran.ru

E.V. Andronov, A.V. Gorevoy

**Angle modulation in microwave phase locked loop synthesizers**

A method of modulation bandwidth expansion of the phase locked oscillator is developed. The design procedure of pre-distorting circuits is described. Experimental confirmation of correctness of the described technique is given.

**Keywords:** phase locked loop synthesizer, angle modulation, modulation channel, maximum frequency and phase deviation, phase noise, method of modulation bandwidth expansion.

---