

Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты

Часть 3

(продолжение)

Юрий Никитин (Санкт-Петербург)

В продолжении статьи приведён расчет фильтрации помех кольцом АФАП с ДДПКД.

Поскольку в кольцах ИФАП с ДПКД шаг сетки частот F_C равен частоте сравнения F_{OP} , возникает противоречие между величиной шага F_C и широкополосностью кольца F_0 : чем меньше требуемый шаг, тем ниже частота сравнения F_{OP} . При уменьшении частоты F_{OP} возрастает коэффициент деления N и увеличивается период регулирования в системе ИФАП. Кольцо ИФАП приводит частоту ПГ к частоте сравнения с кратностью N , поэтому период регулирования генератора увеличивается с уменьшением частоты сравнения.

Сигнал ошибки на выходе ИФД (ЧФД) возникает лишь каждый N -й период выходной частоты $f_{ВЫХ}$ ПГ; все остальное время генератор не регулируется и подвергается внешним воздействиям: электромагнитным наводкам, помехам по цепям питания и управления, вибрациям, ударам, переменной температуре, влажности и т.д.

Корректируется «поведение» ПГ редко, что не только ухудшает спектральные характеристики его выходного колебания, но и увеличивает время перестройки ПГ с частоты на частоту. На практике в высококачественных

кольцах ИФАП (реализованных без применения схем «быстрой» настройки) время установления с точностью до фазы при переключении составляет от 30 до 200 и более периодов частоты сравнения, хотя теоретически перестройка возможна за один период регулирования.

В однокольцевых синтезаторах частоты указанное противоречие позволяет разрешить введение дробного коэффициента деления в ДПКД, т.е. использование ДДПКД. Идея дробности заключается в периодическом изменении коэффициента деления N таким образом, чтобы за время $T_C = MT_{OP}$ усреднённый за время T_C коэффициент N принял требуемое значение с кратностью, меньшей единицы. Время T_C также называют периодом неравномерности структуры потока импульсов на выходе ДДПКД. Например, если в течение десяти периодов T_{OP} девять раз задавать коэффициент N , а один раз коэффициент $N + 1$, то отношение периодов T_C/T_{OP} будет равно модулю дробности $M = 10$, а усреднённый коэффициент деления ДДПКД станет равным $N + 0,1$. Дробность может быть любой в интервале $m \in [0, 1, \dots,$

$M - 1]$, а коэффициент деления изменится от N до $N + 0,9$.

Как правило, современные микросхемы PLL-синтезаторов частоты с дробным делением (fractional-N synthesizer) позволяют выбирать любой модуль дробности в интервале $M = 2 \dots 4095$ (www.national.com, www.analog.com), хотя существуют синтезаторы только с двоичными модулями $M = 8, 16, 32$ (www.national.com, www.ti.com, www.semiconductors.philips.com, www.fujitsu.com).

Расчёт фильтрации помех синтезаторной системой АФАП сводится к определению требований к петлевому фильтру нижних частот (ФНЧ) при безусловном обеспечении устойчивости системы и требуемых характеристик выходного колебания. Для расчёта некоторые исходные параметры необходимо задавать, а другие брать из справочников и описаний.

Обобщённая структурная схема синтезаторного квазиастатического кольца АФАП показана на рисунке 1.

Исходные данные для расчёта кольца АФАП

Основные исходные данные для расчёта кольца АФАП следующие:

- диапазон синтезируемых частот $F_{ВЫХ} = F_{МИН} \dots F_{МАКС}$; $\Delta F \equiv F_{\Delta} = F_{МАКС} - F_{МИН}$;
- шаг сетки синтезируемых частот F_C ;
- частота опорного колебания F_{OP} ;
- частота сравнения в кольце $F_{OP} = F_{CM}$, где M – параметр дробности;
- уровень дискретных ПСС, равных и кратных частоте сравнения в кольце $D_{ПСС}$;
- распределение уровня фазовых шумов при различных отстройках от выходного колебания (при необходимости);

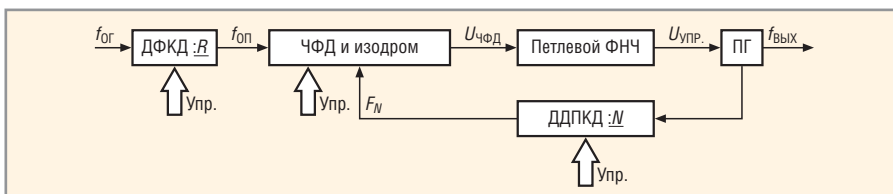


Рис. 1. Структурная схема синтезаторного квазиастатического кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (АФАП)

- желательная полоса прозрачности кольца (частота среза кольца F_0 или частота единичного усиления кольца);
- тип применяемой микросхемы АФАП и значение выходного тока ЧФД $I_{Д}$.

Расчёт кольца заканчивают определением требований к АЧХ и ФЧХ петлевого ФНЧ и синтезом его звеньев.

Значение выходной частоты можно определить по формуле:

$$f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{ОГ}} N / R, \quad (1)$$

где N и R – коэффициенты деления ДДПКД и ДФКД соответственно.

Приведённая к частоте сравнения полоса перестройки ПГ

$$|I'_{\text{V}}| = \frac{K'_{\text{ЧФД}}(\varphi_{\text{СТ}})}{N} E_{\text{Д}} K_{\Phi} K_{\text{V}} = \frac{f_{\Delta}}{2\pi N}, \quad (2)$$

где $K'_{\text{ЧФД}}(\varphi_{\text{СТ}}) = 1/2\pi$ – статический коэффициент передачи цифровой части ЧФД в точке устойчивого равновесия; K_{Φ} – коэффициент усиления ОУ петлевого фильтра.

ПАРАМЕТРЫ КОЛЬЦА, ЗАДАВАЕМЫЕ РАЗРАБОТЧИКОМ

Предлагаемая автором методика будет описана на примерах расчёта конкретных синтезаторных колец АФАП [1, 2]. Пусть требуемый диапазон синтезируемых частот $F_{\text{ВЫХ1}} = F_{\text{МИН1}} \dots F_{\text{МАКС1}} = 640 \dots 675$ МГц при шаге сетки $F_{\text{С}} = 200$ кГц; $F_{\text{ВЫХ2}} = 900 \dots 2150$ МГц при том же шаге сетки $F_{\text{С}} = 200$ кГц. Полоса перестройки ГУН $F_{\Delta1} = F_{\text{МАКС1}} - F_{\text{МИН1}} = 35$ МГц. С учётом температурной неустойчивости ПГ и ухода частоты вследствие старения элементов полосу перестройки $F_{\Delta1}$ можно выбрать равной 40 МГц и полосу перестройки $F_{\Delta2}$ равной 1480 МГц. Далее в информационных материалах следует найти максимальную крутизну управляющей характеристики выбранного генератора $K_{\text{VМАКС}}$. Например, для генераторов типа ROS-765 и ROS-2150VW (www.mini-circuits.com или аналогичные на www.sirenta.com) крутизна $K_{\text{VМАКС}}$ равна 38 и 82 МГц/В соответственно.

Следует отметить, что наименее «удобный» для разработчика и наибо-

Таблица 1. Исходные параметры для расчёта колец

№	Полоса перестройки F_{Δ} , МГц	Коэффициент деления ДДПКД N	Приведённая полоса удержания F_{V} , кГц	Ток ЧФД $I_{\text{Д}}$, мА	$E_{\text{Д}}$, В	Размах управляющего напряжения E_{V} , В
1	40	67,5...64	95,02...99,47	2,55	0,25...4,75	6...9,5
2	1480	215...90	1095,6...2617,2	2,55 0,512		0,5...25

лее трудный в реализации вариант определения полосы перестройки генератора будет для $F_{\Delta} = K_{\text{VМАКС}} E_{\text{УПР}}; F_{\Delta1} = 38 \times 3,5 = 133$ МГц и $F_{\Delta2} = 82 \times 24 = 1970$ МГц, т.е. определение исходных параметров производится по худшей точке диапазона перестройки. В этом случае в худшей (с точки зрения фильтрации помех) точке или в самом начале управляющей характеристики ПГ будет гарантирована устойчивость кольца и обеспечен заданный уровень помех. Однако технологический запас по фильтрации и устойчивости будет избыточным. Поэтому в качестве исходных параметров примем значения, приведённые в таблице 1.

Основные технические параметры указанных генераторов приведены в таблице 2, где дБн/Гц означает, что уровень фазового шума нормирован к уровню несущего (выходного) колебания ПГ и полосе анализа 1 Гц.

Пусть выбрана микросхема PLL типа ADF4153, которая обеспечивает выходной ток подкачки заряда ЧФД в диапазоне $I_{\text{Д}} = \pm 5$ мА [3]. Программирование ИС выполняется при помощи стандартного последовательного трёхпроводного интерфейса. Программируемый двухмодульный предварительный делитель (прескалер) имеет коэффициенты деления частоты 4/5 или 8/9. В первом случае минимально возможный коэффициент деления тракта N равен 31, во втором – 91. Пользователь может устанавливать выходной ток фазового детектора двумя способами: с помощью внешнего резистора в соответствии с формулой:

$$I_{\text{Д}}^{\text{МАКС}} = 25,5 / R_{\text{SET}},$$

где $I_{\text{Д}}^{\text{МАКС}} = \pm 2,55$ мА, $1,5 \text{ кОм} \leq R_{\text{SET}} \leq 10 \text{ кОм}$, или программно, внутри выбранного интервала (до 16 значений).

Пусть частота сравнения в кольце АФАП $F_{\text{ОП}} = 10$ МГц ($R = 1$); для опреде-

лённости примем параметр дробности $M = 50$, поэтому шаг сетки частот $F_{\text{С}}$ составит 200 кГц для обоих случаев. Выберем $R_{\text{SET}} = 10$ кОм.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЁТ

В таблице 1 сведены исходные параметры и результаты предварительных расчётов по двум вариантам синтезаторных колец АФАП:

- вариант 1 – диапазон частот 640...675 МГц;
- вариант 2 – диапазон частот 900...2150 МГц.

Коэффициент деления N тракта приведения частоты ГУН $N = f_{\text{ВЫХ}} / f_{\text{ОП}}$; приведённая к частоте сравнения полоса удержания (перестройки) ПГ $F_{\text{V}} = f_{\Delta} / (2\pi N)$.

Далее построим асимптотические логарифмические АЧХ для полосы перестройки ПГ и его полосы удержания (см. рис. 2). Отметим, что ПГ всегда усиливает помеху, приходящую (просачивающуюся) на его управляющий вход. Например, при полосе перестройки ПГ = 1480 МГц и частоте помехи $F_{\text{П}} = 10$ кГц кольцо усилит помеху в $K_{\text{П}} = 23\,555$ раз, т.е. на 87,4 дБ. Однако, если частота сравнения в кольце $F_{\text{ОП}} = 10$ МГц, а частота 10 кГц, помеха дробности (частота шага сетки $F_{\text{С}}$) будет усилена бесфильтровым кольцом с ДДПКД только в $K_{\text{П}} = 23,6$ раза, или на 27,4 дБ при условии, что параметр дробности M должен быть равен 1000 (!). Такую возможность предоставляет ИС синтезатора ADF4153 (www.analog.com), параметр дробности M которого можно изменять от 0 до 4095 [3]. На практике приходится выбирать более реальные значения M от 20 до 100.

Преимущество колец АФАП с ДДПКД заключается в значительном уменьшении влияния помех, кратных частоте шага сетки $F_{\text{С}}$, на спектр выходного колебания и в уменьшении времени неуправляе-

Таблица 2. Основные технические параметры генераторов типа ROS-765 и ROS-2150VW

Тип ПГ	Диапазон перестройки $F_{\text{ВЫХ}}$, МГц	Диапазон управляющего напряжения E_{V} , В	Крутизна управляющего напряжения K_{V} , МГц/В	Уровень фазовых шумов, дБн/Гц, при отстройке, кГц			
				1	10	100	1000
ROS-765	445...800	1...17	38...11	-74	-95	-115	-135
ROS-2150VW	950...2150	0,5...25	82...33	-70	-96	-118	-138

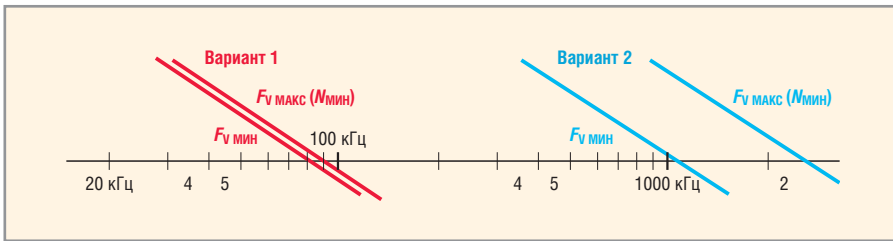


Рис. 2. Приведенная максимальная полоса удержания FV для вариантов 1 и 2 таблицы 2

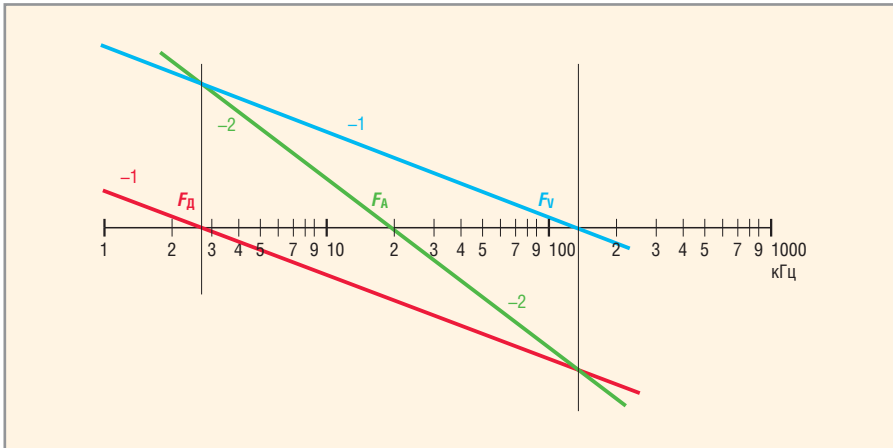


Рис. 3. Пример построения ЛАХ астатического бесфильтрового кольца с характеристической частотой F_A

мой работы ПГ. В кольце ИФАП с ДДПКД платой за чистоту спектра будет усложнение петлевого ФНЧ и, возможно, уменьшение полосы прозрачности F₀.

ПОСТРОЕНИЕ ЛАХ

Построение ЛАХ кольца АФАП с ДДПКД практически ничем не отличается от построения ЛАХ обычного кольца АФАП с ДПКД [1].

Частоту F_д будем считать частотой среза (частотой единичного усиления) ЧФД. Отметим, что постоянная времени ЧФД T_д = R_дC_и зависит как от выходного тока I_д ЧФД, так и от значения ёмкости изодромного звена C_и.

Затем построим ЛАХ «ПГ-интегратор», ЛАХ «ЧФД-интегратор» и их суммарную ЛАХ, которая будет иметь отрицательный двойной наклон -40 дБ/декаду или -12 дБ/октаву (см. рис. 3). Учитываем, что фазовый набег одиночного интегратора равен -π/2, а идеального двойного интегратора равен -π. Поэтому для сохранения устойчивости кольца АФАП необходимо введение изодромного (дифференцирующего) или любого другого корректирующего звена.

Для конкретного коэффициента деления N точка F_V зафиксирована, а точку F_д можно сдвигать, изменяя постоянную времени T_д. Соответственно, будет двигаться и характе-

ристическая точка F_A. Излом, обусловленный дифференцирующим (изодромным) звеном, вводят для обеспечения запаса по фазе на частоте среза F₀. Поскольку частота среза (единичного усиления) F_{ср} кольца АФАП зависит от значения N, то «худшее» соотношение между частотой среза F₀ и частотой шага сетки F_с будет при минимальном значении N_{мин}. Это означает, что при минимальном значении N частота F₀ максимальна и наиболее близка к F_с. Поэтому введение петлевого фильтра вызовет наибольший набег фазы на частоте среза кольца F₀ и, соответственно, уменьшит запас по фазе в системе регулирования. Требования к петлевому фильтру в этом случае будут наиболее жёсткими.

Поскольку характеристическая частота составляет

$$F_A = \sqrt{F_D F_V}, \tag{4}$$

для частоты излома дифференцирующего звена можно записать

$$F_{И}^H = F_A / \sqrt{H}$$

и

$$F_{Д} = \frac{I_0^2}{HF_V} = \frac{I_0^2 I_{И}}{F_V}, \tag{5}$$

где F_И^H = F₀ / H.

Для расчётов удобно пользоваться следующей формулой:

$$F_0 F_{И} = F_V F_{Д}. \tag{6}$$

Если излом ЛАХ расположен на уровне H = 20 дБ, запишем:

$$F_{Д}^{20} = F_0^2 / (5 \times F_V), \tag{7}$$

а частоту среза (частота единичного усиления) кольца АФАП вычислим как

$$F_0^{20} = F_{И}^{20} \times 10. \tag{8}$$

Отметим, что частоту F₀ и постоянную времени детектора T_д = 1/F_д мы выбираем самостоятельно, полагаясь на интуицию и опыт.

ПЕТЛЕВОЙ ФИЛЬТР

Бесфильтровое кольцо усиливает помеху, приходящую с управляющим напряжением, вследствие конечной крутизны K_V ПГ. В узкополосном синтезаторе (п. 1 в табл. 1) помеха с частотой сравнения 10 МГц и гармоники частоты шага сетки 200 кГц будут ослаблены на 4 дБ. Уровень помех на выходе ЧФД вследствие токов утечки является функцией выходного тока ЧФД: D_{ср1} = I_{ср}/I_д = -128 дБ и -114 дБ для токов ЧФД 2,55 и 0,5 мА соответственно. Из-за конечной ширины импульса поддержания заряда на ёмкости изодромного звена уровень помех на выходе ЧФД составит D_{ср1} = 0,5 нс/100 нс = -46 дБ [1]. В итоге уровень дискретной ПСС с частотой сравнения 10 МГц и её субгармоник, кратных частоте шага сетки 200 кГц, на выходе кольца не превысит -46 - 4 = -50 [дБн].

В широкополосном синтезаторе (п. 2 в табл. 1) помеха с частотой сравнения 10 МГц и гармоники частоты шага сетки 200 кГц будут усилены на 27,4 дБ. Уровень помех на выходе ЧФД вследствие токов утечки не превысит I_{ср}/I₀ = -128 дБ и -114 дБ для токов ЧФД 2,55 и 0,5 мА соответственно. Но из-за конечной ширины импульса поддержания заряда на ёмкости изодромного звена уровень помех на выход ЧФД составит те же 0,5 нс/100 нс = -46 дБ [1]. Поэтому в широкополосном кольце АФАП уровень дискретных ПСС на выходе составит -46 + 27,4 = -18,6 [дБн] и кольцо сможет войти в синхронизм, но качество колебания будет неудовлетворительным. В наших примерах ограни-

чивающим фактором является высокая частота сравнения в кольце (точнее, внутренние не скомпенсированные задержки переключения ключей в ЧФД), но не ток утечки ключей ЧФД.

В широкополосном кольце целесообразно выбирать минимальный ток ЧФД, чтобы «токовый» уровень помех $D_{СР1}$ был наиболее близок к «временному» уровню помех $D_{СР2}$, а параметры элементов изодромного звена имели приемлемые значения.

Поэтому в обоих случаях требуется дополнительная фильтрация помех петлевым ФНЧ и, возможно, корректировка ЛАХ кольца. Подключение к выходу E_D ЧФД дополнительного конденсатора C_1 позволяет создать RC-звено ФНЧ с частотой среза $F_1 = 1/(2\pi R_D C_1)$ (см. рис. 4).

Изодромное звено можно «нагрузить» дополнительным ФНЧ, корректирующим ЛАХ кольца (см. рис. 4 и 5). Отметим, что при определении постоянного времени изодрома ТИ и детектора T_D под ёмкостью $C_{ИЗ}$ следует понимать сумму ёмкостей, подключенных к выходу ЧФД. Частотная характеристика (ЛАХ) корректирующего звена приведена на рисунке 6. Очевидно, что без ёмкости C_{K1} корректирующий фильтр вырождается в пропорционально-интегрирующий фильтр.

Обобщая задачу выбора петлевого фильтра, следует отметить, что любой ФНЧ является аппроксимацией прямоугольного скачка на X дБ вниз, причем n -звенный ПИ-фильтр является наиболее близкой RC-аппроксимацией такого скачка. Частоту F_2 излома ПИ-фильтра можно выбрать в окрестностях частоты F_C , слева от неё. Асимптотические ЛАХ имеют погрешность в окрестностях частоты излома по определению. Таблица 3 построена применительно к интегрирующему RC-фильтру.

Частоты изломов F_Φ звеньев петлевого фильтра желательно располагать вне «охранной зоны» $H = -(3...8)$ дБ во избежание коэффициентов перерегулирования $M \geq 1,2$ при переходе с частоты на частоту. Также не следует забывать, что фильтрация помех в импульсном кольце ФАП прекращается на половинной частоте сравнения.

В таблицах 4 и 5 приведены результаты расчёта элементов изодромного звена колец ИФАП для разных токов I_D подкачки заряда ЧФД. В рассмот-

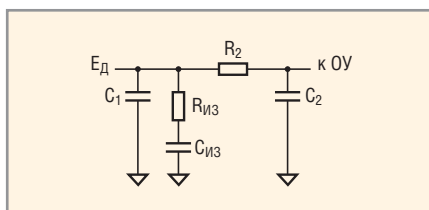


Рис. 4. Вариант построения «интегрированного» изодромного звена и петлевого ФНЧ

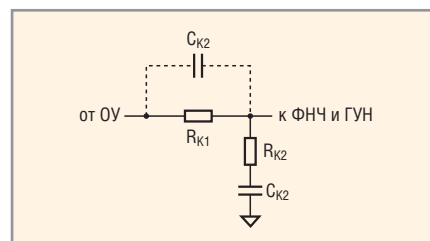


Рис. 5. Вариант построения корректирующего звена петлевого ФНЧ

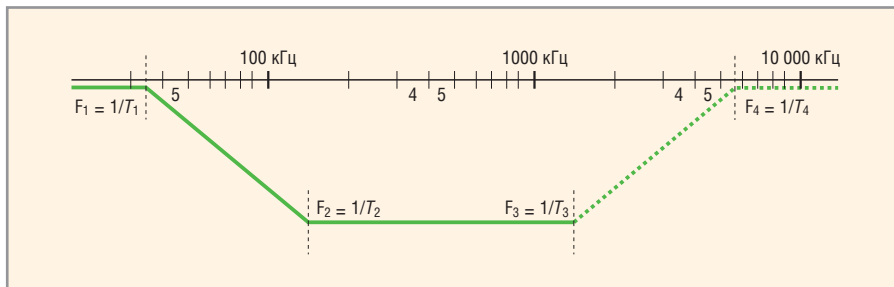


Рис. 6. ЛАХ корректирующего звена петлевого ФНЧ

ренных примерах заметно влияние тока подкачки заряда ЧФД на значение ёмкости изодромного звена, поэтому всегда целесообразно уменьшать выходной ток ЧФД.

Следует учитывать, что в ИС синтезатора ADF4153 частота помехи равна половинной частоте шага сетки, т.е. 100 кГц в рассматриваемом примере. Это обусловлено наличием дельта-сигма-модулятора третьего порядка в схеме формирования дробности. Результаты расчёта узкодиапазонного и широкодиапазонного вариантов кольца АФАП с ДДПКД

при выходном токе ЧФД 0,512 мА приведены в таблицах 6 и 7 соответственно.

Обычно выбирают суммарный фазовый сдвиг на частоте среза кольца примерно 60°, что соответствует запасу по фазе около 30°. Коэффициент передачи RC-фильтра НЧ вычисляют по формуле:

$$K_\Phi = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} = 1/D_\Phi,$$

где D_Φ – коэффициент подавления помех петлевым фильтром в раз; соответственно, подавление (в деци-

Таблица 3. Параметры интегрирующего RC-фильтра

F/F_{RC}	0,1	0,2	0,25	0,33	0,5	1	2	3	4	5	10
ΔA , дБ	0,043	0,26	0,53	0,46	0,97	3	0,97	0,46	0,53	0,26	0,043
Ψ , град	5,7	11,3	14,1	18,5	26,6	45	63,4	71,6	76	78,7	84,3

Таблица 4. Результаты расчёта элементов изодромного звена колец ИФАП для тока $I_D = 2,55$ мА

№	F_V , кГц	F_D , Гц	$F_{И}$, кГц	F_O , кГц	$C_{И}$, нФ	$R_{И}$, Ом	I_D , мА
1	95,02	$F_D^{14} = 842$	$F_{И}^{14} = 4$	20	214,3	186	2,55
		$F_D^{20} = 421$			428,6		
2	2617,2	$F_D^{14} = 30,6$	$F_{И}^{20} = 2$	5900	6,74		
		$F_D^{20} = 15,3$		11 794			

Таблица 5. Результаты расчёта элементов изодромного звена колец ИФАП для тока $I_D = 0,512$ мА

№	F_V , кГц	F_D , Гц	$F_{И}$, кГц	F_O , кГц	$C_{И}$, нФ	$R_{И}$, Ом	I_D , мА
1	95,02	$F_D^{14} = 842$	$F_{И}^{14} = 4$	20	46,2	784	0,512
		$F_D^{20} = 421$			92,4		
2	2617,2	$F_D^{14} = 30,6$	$F_{И}^{20} = 2$	1271	28,5		
		$F_D^{20} = 15,3$		2543			

Таблица 6. Результаты расчета узкодиапазонного кольца АФАП с ДДПКД при выходном токе ЧФД 0,512 мА

Число звеньев RC ФНЧ	Частота среза F_{Φ} , кГц	F_0^{14} , кГц	F_{Φ} , Гц	F_{Ψ} , кГц	F_D , Гц
1	10,0	11,38	2276	95	3103
2	31,6	14,3	2860		6156
3	46,3	13,48	2696		5157
4	56,2	12,13	2426		3757
5	63,1	10,83	2166		2674

Таблица 7. Результаты расчета широкодиапазонного кольца АФАП с ДДПКД при выходном токе ЧФД 0,512 мА

Число звеньев RC ФНЧ	Частота среза F_{Φ} , кГц	F_0^{14} , кГц	F_{Φ} , Гц	F_{Ψ} , кГц	F_D , Гц
1	269	306	61	2617	2,2
2	5188	2348	470		990
3	13 916	4051	810		5079
4	22 777	4914	983		9070
5	30 620	5256	1051		11 094
6	37 282	5319	1064		11 502
7	42 954	5244	1049		11 022

белая) однозвенным RC-фильтром помех с частотой сравнения можно записать в виде:

$$K_{\Phi} = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 T^2}} \quad (9)$$

Учитывая, что

$$D_{\Phi} = n \times 20 \lg \left(\frac{F_C}{2F_{\Phi}} \right), \quad (10)$$

$$\varphi_{\text{И}} = \text{arctg} \frac{F_{\text{И}}}{F_0},$$

$$\varphi_{\Phi} = n \text{arctg} \frac{F_0}{F_{\Phi}},$$

а $\varphi_{\text{ИГТ}} = -\pi/2 = \text{const}$ и должно выполняться условие:

$$\varphi_{\text{И}} + \varphi_{\Phi} \leq \pi/2 - \Delta\varphi,$$

где $\Delta\varphi$ – запас по фазе на частоте среза кольца F_0 , получим условие для определения дополнительной фильтрации D_{Φ} помех с частотой сравнения $F_C/2$ n -звенным петлевым фильт-

ром при выполнении условий устойчивости:

$$D_{\Phi} [\text{дБ}] = 20 \lg \left[\frac{F_C}{2F_0} \text{tg} \left(\frac{\varphi}{n} \right) \right]. \quad (11)$$

Для расчёта приняты следующие исходные данные: излом ЛАХ изодромного звена расположен на уровне $H = 14$ дБ; фазовый сдвиг, вносимый изодромным звеном на частоте среза кольца, равен $11,3^\circ$; фазовый сдвиг, вносимый фильтром на частоте среза кольца, равен $48,7^\circ$; требуемое подавление помехи с частотой $F_C/2 = 100$ кГц в выходном спектре составляет 70 дБ; петлевой фильтр должен обеспечить дополнительную фильтрацию 20 дБ для «узкополосного» кольца и 51,4 дБ для «широкополосного» кольца; параметр дробности $M = 50$, т.е. частота сравнения $F_{\text{ОП}} = 10$ МГц. Компенсация помех дробности отсутствует. Расчёт произведён по формулам (5) – (11).

Уменьшение частоты среза кольца при увеличении числа звеньев ФНЧ свыше 5 («тупой» экстремум) обу-

словлено взаимодействием логарифмической и тригонометрической характеристиками подавления помехи с частотой $F_C/2$ петлевым ФНЧ и фазовым набегом его звеньев на частоту среза кольца.

Результаты анализа, приведённые в таблице 7, показывают, что в высококачественных и широкополосных синтезаторных кольцах:

- необходимо тщательно проектировать петлевой фильтр и с точки зрения ширины полосы прозрачности кольца, и с точки зрения эффективного подавления управляющего напряжения;
- трудно получить достаточную чистоту спектра (например, -70 дБн) при значениях коэффициента дробности $M > 20$ в отсутствие цифровой или цифроаналоговой компенсации помех дробности;
- сложно обеспечить требуемую широкополосность кольца при значениях коэффициента дробности $M > 20$;
- при использовании развязывающего усилителя постоянного тока в цепи управления варикапами ГУН целесообразно:
 - разделить звенья петлевого ФНЧ, поместив их как до, так и после ОУ;
 - реализовать на буферном ОУ усилитель постоянного тока с требуемым коэффициентом передачи и, если необходимо, сумматор напряжений;
 - по возможности минимизировать коэффициент передачи усилителя.

При расчёте кольца АФАП с ДДПКД приходится существенно корректировать параметры петлевого фильтра для обеспечения требуемого (и равномерного) подавления помех дробности и сохранения устойчивости кольца во всём диапазоне изменения коэффициента деления N . Например, в рассматриваемом широкополосном кольце АФАП с ДДПКД коэффициент передачи разомкнутого кольца уменьшается в 2,3 раза с ростом выходной частоты за счёт изменения

Таблица 8. Параметры широкополосного кольца при фиксированном токе ЧФД 0,512 мА

Участок выходного диапазона кольца	Крутизна ГУН K_{Ψ} , МГц/В	N	F_{Ψ} , кГц	F_D , кГц	F_0^{14} , кГц	Набег фазы от изодрома на частоте среза F_0 , Ψ , град	F_{Φ} , кГц	F_D , Гц
Нижняя точка 900 МГц	80	90	2167	8,94	20	11,3	4	30,6
Верхняя точка 2150 МГц	33	215	1095	5,79	8,38	25,5		

коэффициента N , а во всем диапазоне перестройки ГУН КП уменьшается в 4,5 раза. Соответственно, будут сдвигаться все основные точки излома ЛАХ. Для выравнивания коэффициента передачи по диапазону удобно программно изменять выходной ток ЧФД, что приводит к изменению постоянной времени T_D . В таблице 8 приведены параметры широкополосного кольца при фиксированном токе ЧФД 0,512 мА.

Анализ данных, приведённых в таблице 8 и ЛАХ на рисунке 7, показывает, что увеличение выходного тока ЧФД с 0,512 мА в начале диапазона до 1,25 мА в конце диапазона позволяет выровнять коэффициент передачи кольца и сохранить его фильтрующие свойства. Такое изменение можно предусмотреть при управлении синтезатором ADF4153 от микропроцессора.

Удобным средством макетирования схем PLL-синтезаторов являются демонстрационные платы (Evolution Boards), например Eval-ADF4153EB1. На плате установлен ГУН Sirenza (Vari-L) VCO190-1750T (www.sirenza.com) с диапазоном перестройки 1680...1730 МГц (при размахе управляющего напряжения с выхода ЧФД 3 В), а также петлевой фильтр, который обеспечивает полосу прозрачности кольца $F_0 = 20$ кГц.

На рисунке 8 представлены измеренные спектры выходного колебания демонстрационной платы Eval-ADF4153EB1 при различных параметрах дробности синтезатора частот ADF4153 и компенсации помех дробности с помощью дельта-сигма-модулятора 3-го порядка. Исходя из них, приходится заключить, что предельные параметры кольца АФАП можно реализовать только при небольших значениях модуля M (MOD). Тем не менее, возможности синтезаторов с дробным делением позволяют добиться результатов, недостижимых при использовании синтезаторов с целочисленными делителями.

Обычно приведённых результатов достаточно для оценки параметров проектируемого кольца АФАП с ДДПКД. Для более детального построения характеристики распределения фазового шума в спектре выходного колебания необходимо располагать исходными характеристиками ОКГ и ГУН и, последовательно смещая частоту среза

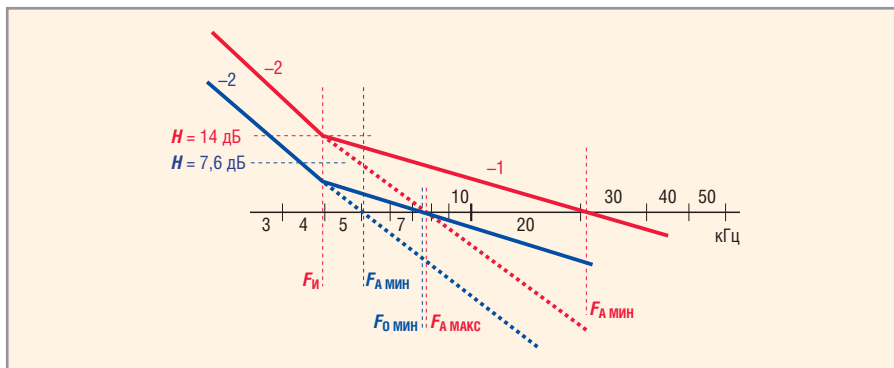


Рис. 7. Изменение ЛАЗ широкополосного астатического кольца при фиксированном выходном токе ЧФД

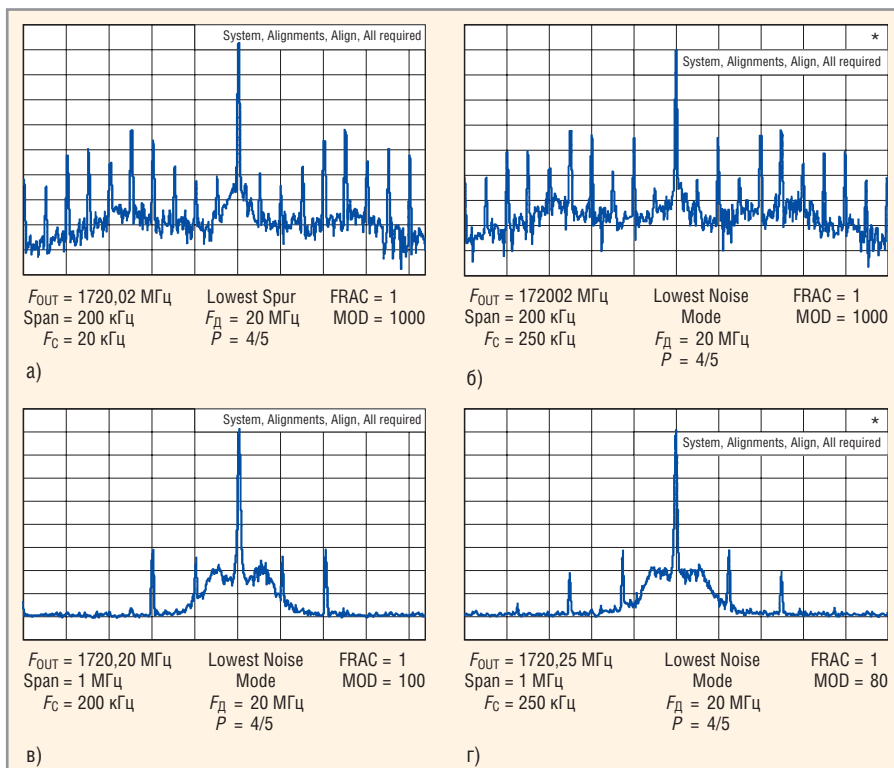


Рис. 8. Спектры выходного колебания демонстрационной платы Eval-ADF4153EB1 при различных параметрах дробности синтезатора частот ADF4153

кольца, получить желательную характеристику.

В заключение отметим, что расчёт кольца производился в предположении, что механизмы компенсации помех дробности отсутствуют, т.е. для наихудшего случая. Знание механизма формирования дробного коэффициента деления, его предельных возможностей и ограничений позволяет учесть тонкие эффекты при проектировании синтезаторных колец фазовой автоподстройки и реализовать кольцо АФАП с ДДПКД с требуемыми качественными характеристиками.

К сожалению, полученными знаниями воспользоваться достаточно сложно, поскольку фирмы – производители микросхем PLL-синтезаторов не раскрывают алгоритмы фор-

мирования и компенсации помех дробности, а приводят лишь справочные спектрограммы для некоторых значений синтезируемой частоты. Поэтому отечественному разработчику синтезаторной аппаратуры приходится полагаться на опыт и результаты математического и натурального моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шатило Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. Радио и связь, 1981.
2. Манасевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование). Связь, 1979.
3. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. Машиностроение, 1977.
4. Куропаткин П.В. Теория автоматического управления. Высшая школа, 1973.