

Фазовый шум:

как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы

Сергей БЕЛЬЧИКОВ,
к. т. н.
ser.beltchicov@elvira.ru

Основной задачей данной статьи является рассмотрение способов оптимизации фазовых шумов в анализаторе спектра. Проведен сравнительный анализ эффективных характеристик фазового шума различных современных анализаторов спектра и генераторов класса high-end. Показаны уникальные возможности по измерению характеристик фазового шума маломощных СВЧ-источников сигнала в диапазоне от $3,3$ до 24 ГГц (28 ГГц) при помощи анализатора спектра СК4-БЕЛАН 240/280.

Что такое фазовый шум?

Фазовый шум — это один из важнейших критериев оценки частотной стабильности любого источника сигнала (генератора). Частотная стабильность генератора является качественным показателем того, насколько точно данный генератор может воспроизводить одну и ту же выходную частоту в заданном временном интервале. Любой источник сигнала (генератор) будет иметь определенную стабильность (или, наоборот, нестабильность) генерации выходной частоты. Данная стабильность бывает двух видов: долговременная и кратковременная. Долговременная стабильность описывает флуктуации частоты, которые имеют место в течение длительного временного интервала: отношение ухода частоты к ее номинальному значению за день, месяц, год. Кратковременная стабиль-

ность — это изменения в номинальном значении выходной частоты за временной промежуток, который измеряется секундами.

Математически идеальный синусоидальный сигнал описывается как:

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где V_0 — номинальная амплитуда сигнала; $2\pi f_0 t$ — величина, описывающая линейное приращение фазы; f_0 — номинальная частота сигнала.

Однако реальный сигнал правильнее моделировать как (рис. 1):

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \Delta\varphi(t)], \quad (2)$$

где $\varepsilon(t)$ — амплитудные флуктуации; $\Delta\varphi(t)$ — флуктуации фазы.

Есть два типа фазовых флуктуаций — детерминированные и стохастические. Детерми-

нированные флуктуации представляют собой дискретные сигналы на определенных отстройках от несущей частоты. Эти сигналы могут быть четко соотнесены с определенными факторами применительно к данному источнику сигнала, например, частота линии питания, частота вибрации, комбинационные продукты смещения. Стохастические флуктуации имеют случайную природу, и именно их обычно называют фазовым шумом. Причиной таких флуктуаций является тепловой шум, дробовый шум и фликкер-шум в полупроводниковых элементах. Для количественной оценки фазового шума источника используется оценка девиации частоты или фазы в частотной либо временной области. Поскольку между частотой и фазой существует четкая взаимосвязь, то все термины, которые характеризуют флуктуации частоты и фазы (например, фазовый шум и джиттер), также взаимосвязаны.

Фундаментальным определением фазового шума является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций S_φ в заданной полосе частот, данная величина имеет размерность рад²/Гц:

$$S_\varphi(f_m) = [\Delta\varphi_{\text{СКЗ}}^2(f_m)]/BW, \quad (3)$$

где f_m — частота отстройки от несущей; $\Delta\varphi_{\text{СКЗ}}$ — среднеквадратическое значение флуктуации фазы; BW — полоса, используемая при измерении $\Delta\varphi_{\text{СКЗ}}$.

Другим термином, который очень часто используется для характеристики фазового шума, является спектральная плотность мощности фазового шума в одиночной боковой полосе $L(f_m)$. Данная величина связана с $S_\varphi(f_m)$ путем простой аппроксимации, которая вер-

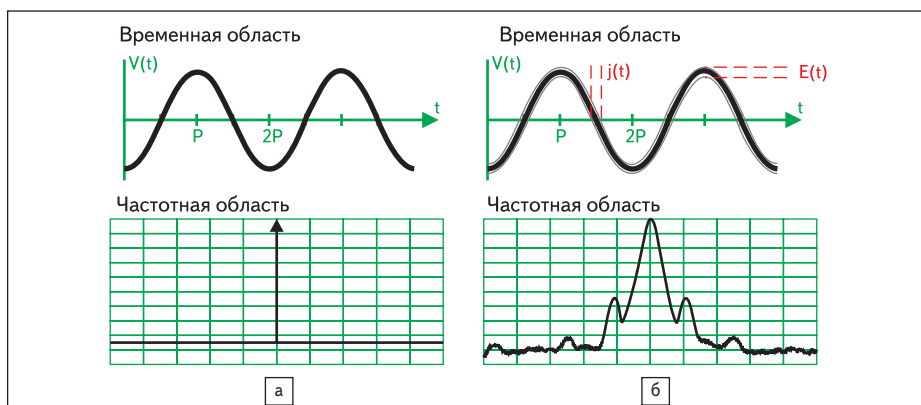


Рис. 1. РЧ-сигналы в частотной и временной области:

а) идеальный сигнал $V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t)$; б) реальный сигнал $V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \Delta\varphi(t)]$

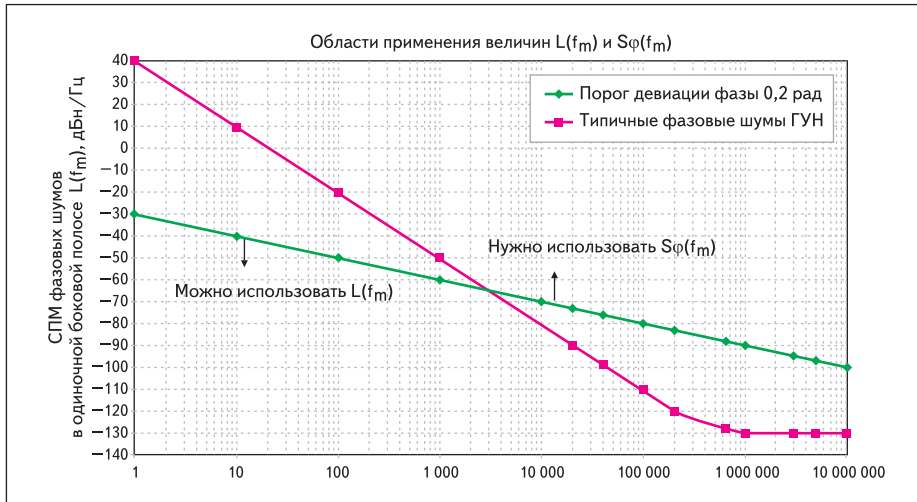


Рис. 2. Правило «малого угла»

на при условии, что общая пиковая девиация фазы оказывается много меньше, чем 1 рад:

$$\begin{aligned} \text{если } \Delta\varphi_{\text{ПИК}} \ll 1 \text{ рад,} \\ \text{то } L(f_m) = 1/2 S_\varphi(f_m). \end{aligned} \quad (4)$$

Величина $L(f_m)$ легче всего соотносится со спектральным распределением мощности РЧ- и СВЧ-сигналов, которые мы обыкновенно наблюдаем на анализаторе спектра. Согласно определению Международного института радиоинженеров (IEEE), спектральная плотность мощности фазовых шумов в одиночной боковой полосе равна:

$$L(f_m) = P_{SSB}/P_{TOTAL}, \quad (5)$$

где P_{SSB} — спектральная плотность шума на заданной отстройке от несущей в одиночной боковой полосе, пересчитанная в полосу 1 Гц; P_{TOTAL} — полная мощность сигнала.

Величина $L(f_m)$ обыкновенно представляется в логарифмическом масштабе в децибелах относительно несущей (или относительно сигнала) на Гц (дБн/Гц или дБс/Гц).

При использовании $L(f_m)$ следует помнить, что данная величина служит корректным критерием оценки фазового шума, если выполняется правило «малого угла», то есть если пиковая девиация фазы $\ll 1$ рад (на практике, если пиковая девиация фазы не превышает 0,2 рад). На рис. 2 показан график пиковой девиации фазы 0,2 рад, проинтегрированной на частотах отстройки f_m от 1 Гц до 10 МГц. В области значений ниже данного графика для оценки фазового шума устройства можно использовать $L(f_m)$, в области же значений выше данного графика $L(f_m)$ не работает, и для оценки фазового шума следует пользоваться величиной $S_\varphi(f_m)$. Для иллюстрации правила «малого угла» на рис. 2 также приведен типичный график фазовых шумов ГУН. При малых отстройках от несущей использование величины $L(f_m)$ предполагает фазовый шум +40 дБн/Гц на отстройке 1 Гц, что означает,

что мощность шума в полосе 1 Гц на 45 дБ больше мощности всего сигнала. Такое предположение, разумеется, является ошибочным. На самом деле на малых отстройках от несущей пиковая девиация фазы данного ГУНа существенно превышает 1 рад, а фазовый шум надо оценивать, пользуясь $S_\varphi(f_m)$.

Еще один важный термин для оценки кратковременной стабильности источника сигнала — это спектральная плотность мощности частотных флуктуаций $S_{\Delta f}(f_m)$:

$$S_{\Delta f}(f_m) = [\Delta f^2_{СКЗ}(f_m)]/BW. \quad (6)$$

Поскольку частота — это скорость изменения фазы, то нетрудно выявить взаимосвязь трех величин $S_\varphi(f_m)$, $S_{\Delta f}(f_m)$ и $L(f_m)$:

$$S_\varphi(f_m) = S_{\Delta f}(f_m)/f_m^2, \quad (7)$$

$$L(f_m) = S_{\Delta f}(f_m)/2f_m^2. \quad (8)$$

Поскольку фазовый шум источника сигнала может изменяться в очень широких пределах, все описывающие его величины принято представлять в логарифмическом виде:

$$\begin{aligned} S_{\Delta f}(f_m) \text{ [дБГц/Гц]} = \\ = 20 \log [\Delta f(\text{Гц})/1(\text{Гц})] \text{ на герц,} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} S_\varphi(f_m) \text{ [дБрад/Гц]} = \\ = 20 \log [\Delta\varphi(\text{рад})/1(\text{рад})] \text{ на герц,} \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} L(f_m) \text{ [дБн/Гц]} = \\ = 10 \log [P_{\text{ШУМ}}/P_{\text{СИГНАЛ}}] \text{ на герц.} \end{aligned} \quad (11)$$

Взаимосвязь трех величин $S_\varphi(f_m)$, $S_{\Delta f}(f_m)$ и $L(f_m)$ в логарифмическом виде можно представить как:

$$S_\varphi(f_m) \text{ [дБрад/Гц]} = S_{\Delta f}(f_m) \text{ [дБГц/Гц]} - 20 \log [f_m/1(\text{Гц})], \quad (12)$$

$$L(f_m) \text{ [дБн/Гц]} = S_{\Delta f}(f_m) \text{ [дБГц/Гц]} - 20 \log [f_m/1(\text{Гц})] - 3 \text{ дБ.} \quad (13)$$

В цифровых системах связи для оценки стабильности источников тактовой частоты чаще используется понятие джиттера Δt . Джиттер — это отклонение по времени некоторого события (например, фронта) от его идеального положения на временной оси. Между джиттером во временной области и СПМ флуктуаций фазы существует следующая взаимосвязь (измеряется в секундах (СКЗ)):

$$\Delta\tau = \frac{1}{2\pi f_0} \sqrt{\int_0^{\omega_{\max}} S_\varphi(f_m) df}. \quad (14)$$

Почему важен фазовый шум?

Для иллюстрации важности низкого фазового шума приведем несколько характерных примеров. В аналоговых системах связи полезная информация, передаваемая при помощи модуляции, как правило, располагается на частотной оси на удалении нескольких сотен килогерц от несущей частоты. Несущая во многих связных системах часто преобразуется в более высокую частоту при помощи различных конверторов и смесителей. Если гетеродин, используемый в системе переноса частоты, имеет большую нестабильность, то его фазовый шум может маскировать полезный сигнал, отрицательно сказываясь на соотношении сигнал-шум и в конечном счете ограничивая чувствительность и избирательность системы.

В качестве другого примера можно привести доплеровские радиолокационные системы (РЛС), которые определяют расстояние до цели и скорость ее перемещения в пространстве, измеряя изменения в частоте отклика, отраженного от цели. Однако на практике отраженный от подвижной цели полезный сигнал может поступать на радиолокационный приемник вместе с сигналом, отразившимся от земной поверхности. Как правило, отраженный от поверхности земли сигнал значительно больше по амплитуде. Если гетеродин радиолокационного приемника имеет высокий фазовый шум, то сигнал, отраженный от поверхности земли, может маскировать полезный сигнал, отразившийся от цели (рис. 3). Уровень фазовых шумов гетеродина радиолокационного приемника определяет, таким образом, минимальный детектируемый уровень отраженного полезного сигнала и, следовательно, чувствительность и возможности по обнаружению всей РЛС.

В последнее десятилетие наблюдался бурный рост цифровых технологий связи, внедрение и развитие новых скоростных стандартов передачи данных (WLAN, DVB-C, DVB-T, MMDS, Bluetooth) за счет освоения достаточно сложных способов цифровой модуляции, таких, например, как 64QAM, 256QAM, OFDM. Основная тенденция развития современных технологий цифровой связи заклю-

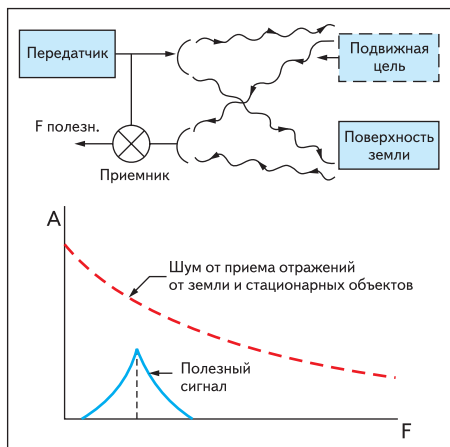


Рис. 3. Влияние фазового шума на чувствительность доплеровской РЛС

чается в нахождении более эффективного способа использования выделенной полосы частот, иными словами, в осуществлении передачи большего объема данных в более узком спектре. Для цифровой модуляции занимаемая полоса частот приблизительно равна символической скорости, символическая же скорость — это отношение скорости передачи данных к количеству битов, передаваемых при помощи одного символа. Сужение спектра для заданной скорости передачи данных достигается за счет посылки большего количества битов при помощи одного символа. Для решения этой задачи может осуществляться изменение амплитуды и фазы несущей между многими дискретными состояниями (это модуляция QAM с большими индексами — 64, 128, 256), кроме того, может применяться ортогональное мультиплексирование большого количества несущих частот с низкой канальной скоростью (OFDM). Как в случае с цифровой модуляцией типа QAM с большими индексами (64, 128, 256), так и в случае с ортогональным мультиплексированием множества несущих (OFDM) критическим параметром приемо-передающей аппаратуры, который выходит на первый план, является фазовый шум. При модуляции QAM нестабильность генератора (фазовый шум на отстройках менее 10 кГц) может приводить к «размазыванию» точек фазы на диаграмме состояний, что на приемном конце будет вызывать рост бит-ошибок и ухудшение качества связи (рис. 4).

При OFDM-модуляции одному символу соответствует одна несущая, высокая скорость передачи данных обеспечивается благодаря ортогональному наложению большого количества несущих. Отсутствие интерференции достигается за счет соблюдения критерия ортогональности: в частотной области несущие имеют вид $\sin(x)/x$ — импульсно модулированных сигналов, так что каждая последующая несущая частота расположена в точке нуля огибающей $\sin(x)/x$ от предыдущей несущей. Если гетеродин име-

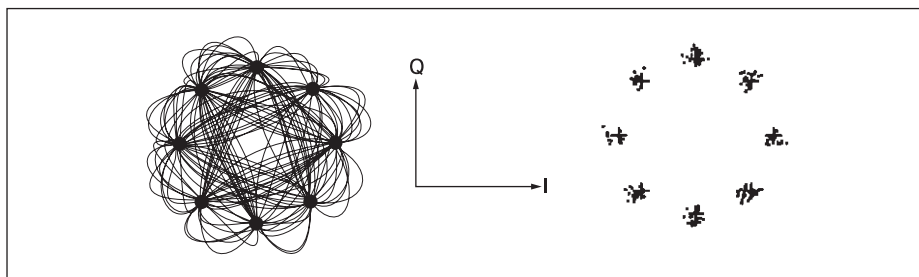


Рис. 4. Влияние фазовых шумов на качество сигнала с модуляцией QAM

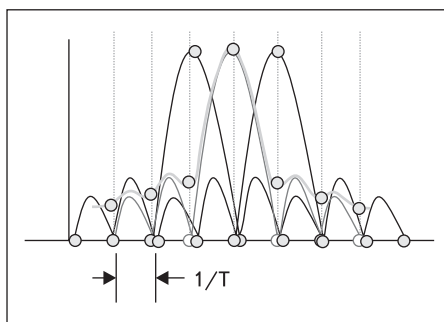


Рис. 5. Влияние фазовых шумов на спектр OFDM-сигнала

ет излишние фазовые шумы, то они «перетекают» в точку нуля и маскируют ее, что вызывает повышенную межсимвольную интерференцию и рост бит-ошибок (рис. 5).

Для широкополосных сигналов типа OFDM и W-CDMA нужно помнить еще один важный момент: фазовый шум от каждой несущей в итоговом спектре складывается так, что на краях канала мы имеем существенное приращение фазовых шумов:

$$L(f_m)_{TOTAL} \text{ [дБн/Гц]} = L(f_m) \text{ [дБн/Гц]} + 10 \log [BW_{MOD}/1 \text{ (Гц)}]. \quad (15)$$

где BW_{MOD} — полоса модуляции.

Если источник сигнала в такой системе имеет повышенный фазовый шум, то суммарный фазовый шум одного канала может распространяться в соседний канал и приводить к росту бит-ошибок и деградации качества связи. Это касается, в основном, отстройек от несущей больше 100 кГц.

Требования по фазовому шуму, предъявляемые к современной измерительной аппаратуре

Измерительная аппаратура, которая используется при отладке современных цифровых и аналоговых приемников и передатчиков, должна, соответственно, удовлетворять жестким требованиям по фазовому шуму. В первую очередь это касается синтезированных генераторов и анализаторов спектра, которые в качестве гетеродинов также используют перестраиваемые синтезированные генераторы. Параметры хороших и сверхнизких фазовых шумов для со-

Таблица. Параметры хороших и сверхнизких фазовых шумов

Частота	СПМ фазового шума, дБн/Гц			
	отстройка 100 Гц	отстройка 1 кГц	отстройка 10 кГц	отстройка 100 кГц
Хороший уровень фазовых шумов (генераторы Anritsu MG369xB, Agilent PSG, Rohde & Schwarz SMF100A, анализаторы спектра Agilent PSA, 8560EC, Advantest R3273, Rohde & Schwarz FSEM30/FSEK30/ESIB26/ESIB40)				
Частота 4 ГГц	-(90-95)	-(110-115)	-(118-120)	-(120-125)
Частота 10 ГГц	-(85-90)	-(105-110)	-(110-115)	-(118-123)
Сверхнизкий уровень фазовых шумов (генераторы Agilent N5508A (70428A), Aeroflex FS5000, анализаторы спектра Rohde & Schwarz FSU/FSQ/FSUP/ESU/FSMR*)				
Частота 4 ГГц	-(95-100)	-(120-125)	-(128-130)	-(130-135)
Частота 10 ГГц	-(90-95)	-(115-120)	-(120-125)	-(125-130)

Примечание. * Анализаторы спектра Rohde & Schwarz FSU/FSQ/FSUP/ESU/FSMR демонстрируют сверхнизкий фазовый шум при входных частотах 0–3 ГГц (там, где их первые гетеродины предположительно настроены на 4–8 ГГц), на частотах порядка 10 ГГц они демонстрируют хороший фазовый шум.

временной измерительной аппаратуры приведены в таблице.

Для понимания разницы в параметрах фазового шума генераторов и анализаторов спектра следует иметь в виду, что первые гетеродины анализаторов спектра при подаче на вход частоты 1 ГГц обыкновенно настроены на 4–5 ГГц (поскольку их первая ПЧ в диапазоне трехкратного преобразования всегда находится выше по частоте, чем сигнал РЧ). Именно поэтому в диапазоне до 3–4 ГГц фазовые шумы синтезированного генератора всегда лучше шумов анализатора спектра одного класса. На частотах выше 3–4 ГГц (там, где анализаторы спектра используют ПЧ порядка 300–450 МГц и ЖИГ-фильтр для подавления зеркального канала) фазовые шумы анализатора спектра и генератора одного класса обычно оказываются сопоставимыми.

Различные схемы построения синтезированных генераторов и гетеродинов с точки зрения получения оптимальных фазовых шумов

Каким образом могут быть получены низкие фазовые шумы? Какие схемы построения следует признать оптимальными, а какие нет? Мы попытаемся ответить на данные вопро-

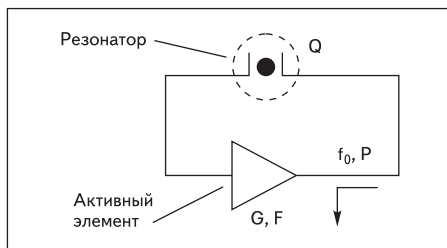


Рис. 6. Ядро генератора

сы. При этом будем опираться на опыт анализа различных типов архитектур синтезированных генераторов (гетеродинов) ведущих зарубежных компаний, а также на опыт разработки собственных малошумящих и сверхмалошумящих синтезированных генераторов (гетеродинов), который был получен ЗАО ПФ «ЭЛВИРА» за десятилетие производства различных моделей анализаторов спектра СК4-БЕЛАН.

Синтезированный гетеродин анализатора спектра должен в идеале удовлетворять трем требованиям:

- иметь узкий шаг перестройки;
- иметь низкий фазовый шум;
- иметь высокую скорость перестройки в широком диапазоне частот.

Обыкновенно те же самые требования предъявляются и к синтезированному генератору. Следует отметить, что теоретически минимальные фазовые шумы и самую высокую скорость перестройки будут иметь генераторы, построенные на основе прямого аналогового синтеза. Однако решение задачи получения узкого шага по частоте и малых комбинационных составляющих в синтезаторе, построенном по принципу прямого синтеза, предполагает очень высокую конечную стоимость прибора. Для приложений, когда нужна симуляция сверхчистых и сверхбыстрых сигналов (то есть когда речь идет о генераторе), высокая стоимость иногда оказывается, тем не менее, приемлемой. Если же речь идет о построении первых гетеродинов для анализаторов спектра, то от прямого аналогового синтеза, как правило, отказываются. По крайней мере, коммерчески доступные анализаторы спектра, имеющие в качестве гетеродина синтезатор, выполненный по принципу прямого синтеза, автору данной статьи неизвестны. Классические схемы построения гетеродина в анализаторе спектра подразумевают ту или иную комбинацию методов косвенного и прямого цифрового синтеза. Именно о таких схемах и об их оптимизации и пойдет речь далее.

Традиционная архитектура анализатора спектра представляет собой супергетеродинный приемник с трехкратным преобразованием частоты. При этом первый гетеродин — это гетеродин, перестраиваемый в достаточно широкой полосе частот, а второй и третий — генераторы на точку. Фазовые шумы анализатора спектра будут определяться шу-

мами этих трех гетеродинов. Достичь хороших фазовых шумов в генераторе на одну частотную точку, в принципе, не представляет особых сложностей. Гораздо более сложной и актуальной задачей является создание первого гетеродина, то есть синтезированного генератора с перестройкой порядка нескольких гигагерц, высокой дискретностью (доли герц) и низкими фазовыми шумами. Кроме того, решение этой задачи является, по сути, отправной точкой для создания измерительного синтезированного СВЧ-генератора. Итак, как же получить искомые параметры в перестраиваемом синтезированном генераторе?

Сердцем любого синтезированного гетеродина является генератор, перестраиваемый в широкой полосе частот (обычно в пределах октавы, иногда до трех октав). До недавнего времени этому требованию удовлетворяли генераторы с перестройкой на железно-иттриевом гранате, в последнее время появились и широкополосные ГУНЫ (генераторы, управляемые напряжением) с октавной полосой перестройки, эквивалентной диапазону ЖИГ-генераторов или приближающейся к нему.

В концептуальном виде ядро СВЧ-генератора представлено на рис. 6.

СПМ фазовых шумов в одиночной боковой полосе СВЧ-генератора может быть определена следующей формулой:

$$L = 10 \log \left\{ \frac{GFkt}{2P} \left[\left(\frac{f_0}{2Q} \right)^2 \times \frac{f_a}{f^3} + \left(\frac{f_0}{2Q} \right)^2 \times \frac{1}{f^2} + \frac{f_a}{f} + 1 \right] \right\}, \quad (16)$$

где G — коэффициент усиления активного элемента; F — фактор шума активного элемента; k — постоянная Больцмана $1,38 \times 10^{-23}$ Дж/К; t — температура; P — мощность, рассеиваемая на резонаторе; Q — нагруженная добротность резонатора; f_0 — номинальная выходная частота; f_a — частота отстройки, где начинается фликкер-ЧМ активного элемента; f — частота отстройки.

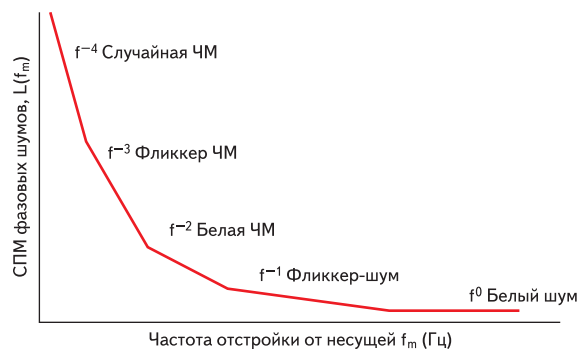


Рис. 7. Схематичное представление фазовых шумов генератора

Формула (16) определяет четыре основные области частотных отстроек, которые схематично представлены на рис. 7, где показан типичный график фазовых шумов СВЧ-генератора. Области частотных отстроек выделяются в зависимости от крутизны графика СПМ фазовых шумов, и, как правило, они обусловлены разными элементами в структуре генератора. В русскоязычной литературе не все они имеют устоявшийся перевод, поэтому мы также будем приводить англоязычные термины. Область отстроек за частотой $f_0/2Q$ обычно называется белым шумом или «полкой» (white phase noise), поскольку она имеет ровную характеристику. По мере приближения к несущей СПМ фазовых шумов начинает возрастать: сначала 10 дБ на декаду (фликкер-шум или $1/f$ -шум — flicker phase noise), затем 20 дБ на декаду ($1/f^2$ -шум или белая ЧМ — white FM), затем 30 дБ на декаду ($1/f^3$ -шум или фликкер-ЧМ — flicker FM) и, наконец, 40 дБ на декаду ($1/f^4$ -шум или случайная ЧМ — random walk FM). Следует отметить, что для СВЧ-генератора $1/f$ -шум обычно рассматривается вместе с $1/f^2$ -шумом, поскольку последний, как правило, доминирует, а $1/f^4$ -шум измеряется редко, поскольку он характеризует зону очень близких отстроек. Формула (16) дает базовое представление о том, какими способами можно понизить фазовый шум генератора. Так, очевидно, что в качестве резонатора следует выбирать элемент с максимальной добротностью (например, кварц для частот 10–100 МГц, железно-иттриевый гранат или диэлектрический резонатор для единиц гигагерц). Мощность, рассеиваемая на данном резонаторе, должна быть также максимальной, в этом случае «полка» будет приближаться к уровню kT_0B . В качестве активных элементов следует выбирать те, которые имеют минимальный коэффициент шума и наименьший фликкер-шум (например, кремниевые биполярные транзисторы).

Из анализа формулы (16) становится очевидным, какие преимущества схемы синтезаторов на основе ЖИГ-генераторов имеют по сравнению со схемами на основе ГУНОВ. Поскольку ЖИГ-генераторы могут иметь до-

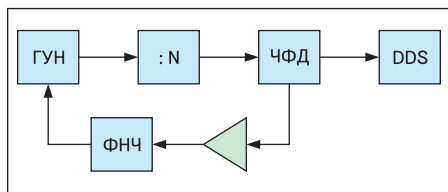


Рис. 8. Простейший однопетлевой синтезатор

бротность до 4000 на частоте 10 ГГц (по сравнению с добротностью от 30 до 300 у ГУНов на более низких частотах 4–5 ГГц), то очевидно, что их фазовые шумы будут лучше на порядок. Некоторые ЖИГ-генераторы, разработанные в последние годы и использующие в качестве активных элементов кремниевые биполярные транзисторы, имеют фазовые шумы на отстройке 100 кГц от несущей 18 ГГц в –130 дБн/Гц (!), которые при смещении в зону дальних отстройк продолжают уменьшаться в соотношении 25 дБ на декаду. Данный параметр пока недостижим для широкополосных ГУНов, лучшие из которых имеют фазовый шум в –105 дБн/Гц на отстройке 100 кГц от несущей 4–5 ГГц. Следует помнить, что ЖИГ-генераторы обыкновенно имеют хорошие шумы на отстройках более 100 кГц от несущей, ГУНЫ с аналогичной перестройкой удовлетворительные шумы имеют на отстройках более 500 кГц — 1 МГц от несущей. Вблизи несущей (отстройки менее 100 кГц) фазовые шумы оказываются неудовлетворительными как у ЖИГов, так и ГУНов, а их частотная нестабильность может достигать нескольких мегагерц (у ГУНов десятки мегагерц) для несущих порядка 4–5 ГГц. Это означает, что для построения синтезированного гетеродина с узким шагом ЖИГ-генератор или ГУН нужно стабилизировать при помощи системы ФАПЧ. Простейшая схема — это однопетлевой синтезатор с ФАПЧ. Типичный однопетлевой синтезатор ФАПЧ включает в себя перестраиваемый генератор — ГУН или ЖИГ-генератор, сигнал которого после требуемого снижения по частоте подается на один из входов фазового детектора, как показано на рис. 8.

На другой вход фазового детектора подается опорный сигнал. Данный сигнал может быть фиксированной частоты (в этом случае используется делитель с переменным коэффициентом деления), или он может перестраиваться в некоторой (более узкой по сравнению с диапазоном ЖИГ-генератора или ГУНа) полосе частот с высокой дискретностью. В последнем случае используется делитель с фиксированным коэффициентом деления. В первом случае разрешение по частоте нашего синтезированного генератора будет определять частота фиксированного опорного сигнала, во втором случае — шаг перестраиваемого опорного генератора, помноженный на фиксированный коэффициент деления. Фазовый детектор сравнивает сигналы на обоих входах и генерирует сигнал ошиб-

ки, который после фильтрации и усиления (при необходимости) подстраивает частоту ЖИГ/ГУН к $f = F_{REF} \times N$, где F_{REF} — частота опорного сигнала на входе фазового детектора. Главным преимуществом любой схемы на основе ФАПЧ является более чистый спектр выходного сигнала. Результирующий фазовый шум синтезатора в пределах полосы пропускания фильтра ФАПЧ равен:

$$L(f_m)_{В ПЕТЛЕ} = L(f_m)_{PD} + 20 \log N, \quad (17)$$

где $L(f_m)_{PD}$ — суммарный шум, складывающийся из приведенного шума фазового детектора для заданной частоты сравнения, остаточного шума делителя, операционного усилителя и опорного источника, а N — коэффициент деления в петле. За полосой фильтра ФАПЧ фазовый шум будет определяться ГУНом (или ЖИГ-генератором). Полосу петли надо выбирать в точке пересечения шумов ГУНа (ЖИГ-генератора) и шумов $L(f_m)_{PD}$, умноженных на $20 \log N$ (рис. 9).

На рис. 9 видно, что изначально ЖИГ-генератор и ГУН будут иметь оптимальные петли ФАПЧ разной ширины (оптимальная петля ГУН всегда шире). Область, закрашенная оранжевым цветом, — это та зона, где ГУН всегда будет проигрывать ЖИГ-генератору при опорах со спектром одинаковой чистоты. Таким образом, можно утверждать, что наименьшие фазовые шумы в синтезаторе ФАПЧ для одинаковой опоры могут быть получены на основе ЖИГ-генератора. Синтезаторы на основе ГУН предпочтительнее в тех случаях, где ключевыми параметрами являются скорость перестройки и малое потребление. Неслучайно, что в последнее время стали появляться синтезаторы на основе ГУНов, например Agilent N5183A или Anritsu MG37022A. Однако применительно к классу таких измерительных приборов, как анализаторы спектра СВЧ-диапазона, надо помнить о том, что скорость перест-

ройки первого гетеродина является не последним ограничителем скорости: для подавления зеркального канала в СВЧ анализаторе спектра обычно используется ЖИГ-фильтр, который будет иметь скорость перестройки, характерную для структур, работающих на основе ферромагнитного резонанса, то есть для ЖИГ-генератора. Иными словами, в анализаторе спектра СВЧ-диапазона использование ГУНа ухудшит фазовые шумы, но в конечном счете не увеличит скорость. Это, правда, не касается тех анализаторов, которые используют только трехкратное преобразование по частоте. Для таких анализаторов спектра использование ГУНа может привести к увеличению скорости, а использование чистой опоры позволит добиться сбалансированных параметров по фазовому шуму. Недостаток таких анализаторов — это их ограниченный частотный диапазон, как правило, не более 8 ГГц, обусловленный необходимостью увеличивать частоту первой ПЧ. Повторим, что при одинаковой сложности схемы с точки зрения фазовых шумов схемы на ЖИГ-генераторе всегда будут выигрышными. Поэтому говорить, в основном, мы будем именно о них.

Приведенная на рис. 8 схема используется в бюджетном анализаторе спектра СК4-БЕЛАН (9 кГц – 2,2 ГГц). Первый гетеродин СК4-БЕЛАН (ЖИГ-генератор, перестраиваемый в полосе частот 2450–4650 МГц) делится на 256 до частот 9,57–18,16 МГц и подается на фазовый детектор. На другой вход фазового детектора заводится опорный сигнал с синтезатора прямого синтеза (DDS AD9850), перестраиваемого с шагом 0,01 Гц в тех же пределах. В результате мы получаем синтезированный гетеродин, перестраиваемый с шагом 10 Гц (данная величина взята с запасом) в диапазоне частот 2,45–4,65 ГГц. Какие недостатки есть у данной схемы? Первый недостаток очевиден: из-за использования высокого коэф-

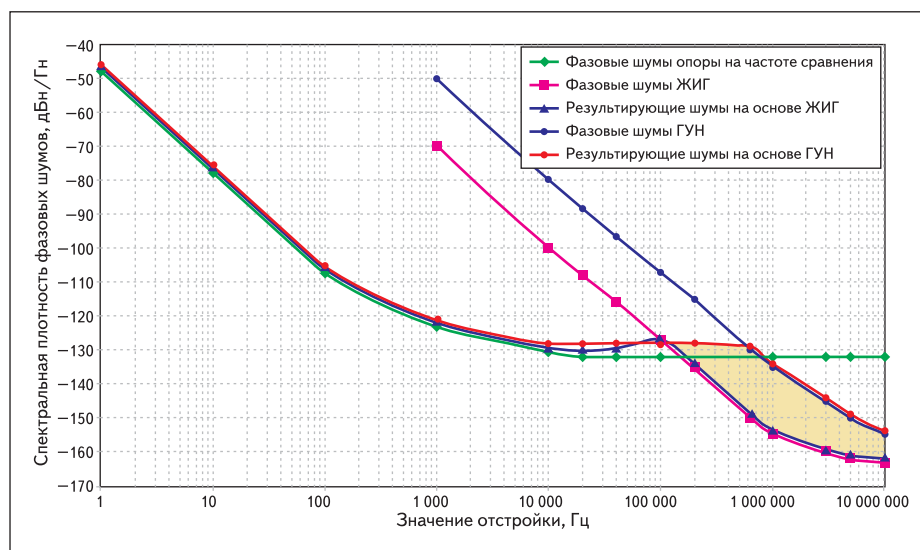


Рис. 9. Формирование фазовых шумов в синтезаторе с ФАПЧ

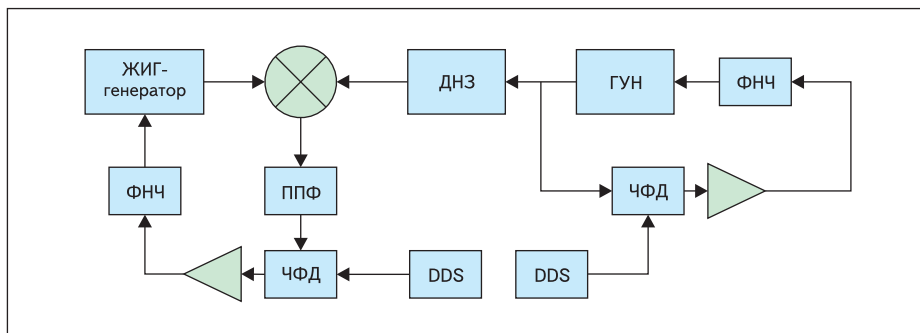


Рис. 10. Схема на основе комбинации смещения и ФАПЧ

фициента деления со значением 256 шумы в петле возрастают на 48 дБ относительно шумов $L(f_m)_{PD}$. Кроме того, шумы $L(f_m)_{PD}$ не оптимизированы (выбраны бюджетный частотно-фазовый детектор (ЧФД) и делитель, синтезатор прямого синтеза (DDS) тактируется не самым чистым сигналом), в результате чего мы имеем в петле фазовый шум в -65 дБн/Гц. Поэтому петля в СК4-БЕЛАН выбирается узкой, для того чтобы определяющими шумами для отстроек 10 кГц и далее являлись шумы ЖИГ-генератора (а на отстройке 10 кГц шумы ЖИГ-генератора оставляют желать лучшего). Данное решение, кроме того, продиктовано и тем соображением, что синтезатор прямого синтеза DDS при перестройке в указанном диапазоне частот имеет случайные дискретные составляющие (spurious) на уровне -80 дБ. В петле эти составляющие умножаются на $20 \log N$ и возрастут на 48 дБ. Поэтому петлю целесообразно делать узкой, чтобы ослабить дискретные паразитные отклики фильтром низких частот петли ФАПЧ. Подчеркнем, что описанное решение не является оптимальным с точки зрения фазовых шумов и рассчитано на пользователей, которым нужен бюджетный анализатор спектра со скромными параметрами.

Из изложенного выше видно, что ставить делитель в петле — отнюдь не самое грамотное решение. Каким же другим способом можно захватить ЖИГ-генератор? Наиболее грамотное решение заключается в использовании для построения первого гетеродина комбинации смещения и системы ФАПЧ (рис. 10). Все анализаторы спектра с хорошими характеристиками фазовых шумов используют данный принцип. Рассмотрим данное решение более подробно на примере частотного синтеза в СК4-БЕЛАН 32 с опцией 003 (улучшенные фазовые шумы).

Предположим, что у нас есть ЖИГ-генератор, настроенный на частоту 5 ГГц и дрейфующий в пределах 1 МГц (то есть частоту которого мы можем выставить в пределах ± 500 кГц). Если присутствует чистый сигнал на частоте, например, 5,01 ГГц, то, подав данный сигнал на РЧ-вход смесителя, а сигнал ЖИГ-генератора на его гетеродинный (LO) вход, на выходе ПЧ-смесителя получим разностную частоту 10 МГц (данная величина

выбирается разработчиком). Затем данная частота может быть подана на один из входов ЧФД, на другой вход можно будет подать ту же самую частоту, например, с синтезатора прямого синтеза, используемого в качестве опоры. ЧФД станет вырабатывать сигнал ошибки, который будет подстраивать ЖИГ-генератор по частоте и фазе. Откуда же взять спектрально чистый сигнал на частоте 5,01 ГГц? Не будем забывать и о том, что данный сигнал нам необходимо иметь во всем диапазоне частот ЖИГ-генератора, пусть и с грубым шагом. Выход — использование генератора гармоник, который даст грубую сетку опорных частот. Генератор гармоник — это устройство, как правило, реализуемое на основе диода с накоплением заряда. На вход данного устройства подается полуволновой синус высокой мощности (порядка 500–650 мВт), а на выходе мы имеем спектр гармоник вида $\sin x/x$, где первый ноль будет определяться длительностью импульса (чем короче импульс, тем более широкий диапазон перекрывается гармониками с равномерным коэффициентом передачи). Перестраивая ЖИГ-генератор, мы будем «бежать» по гармоникам, полученным при помощи генератора гармоник, выделять разностную частоту и захватывать с ее помощью ЖИГ-генератор. Расстояние по частоте от одной гармоники до другой будем перекрывать, варьируя частоту опорного генератора, который сравнивается с разностной частотой. Это связано с тем, что, изменяя частоту DDS, который в качестве опорного сигнала подается на ЧФД, мы перестраиваем и захваченный ЖИГ-генератор. При этом шаг перестройки ЖИГ-генератора определяется минимальным шагом синтезатора прямого синтеза (для современных DDS это тысячные доли герца), а полоса такой перестройки — диапазоном рабочих частот DDS. Следует отметить, что полосу перестройки DDS необходимо ограничивать, для того чтобы избежать попадания на фазовый детектор случайных дискретных составляющих, которые имеют максимальный уровень на частотах, кратных тактовой (1/2, 1/3, 1/4, 1/8).

Отсюда следуют несколько выводов:

- перестройку DDS осуществляют, как правило, в полосе 25–30 МГц;
- DDS следует выбирать с максимальной тактовой частотой (в этом случае участки, свободные от кратных паразитных составляющих (spurious), расширяются);
- чтобы получить сетку опорных частот с высокой дискретностью, но без пропусков, необходимо иметь возможность дойти при помощи DDS до следующей гармоники генератора гармоник;
- поскольку полоса перестройки DDS обычно ограничивается участком в 25–30 МГц, на генератор гармоник подают сигнал не фиксированной частоты, а сигнал некоего перестраиваемого генератора.

Диапазон частот перестройки такого генератора нужно выбирать следующим образом: гармоника n от конечной частоты ГУНа должна быть выше по частоте гармоники $n+1$ от начальной частоты ГУНа.

Пример: в СК4-БЕЛАН 32 ЖИГ-генератор перестраивается от 4421,4 до 7621,4 МГц. На умножитель для формирования грубой сетки частот подается сигнал с ГУНа 400–440 МГц с шагом 1 МГц. В начале диапазона частот ЖИГ-генератора мы работаем по 11-й гармонике. Когда подаем на вход умножителя последнюю частоту ГУНа 440 МГц, то получаем гармонику на частоте 4840 МГц. Затем переходим на 12-ю гармонику и при подаче на умножитель первой частоты ГУНа 400 МГц получаем 4800 МГц. В результате диапазоны, перекрываемые 11-й гармоникой от 440 МГц и 12-й от 400 МГц, накладываются или «сшиваются», и мы получаем сетку частот без пропусков, где шаг между гармониками меняется от 11 до 18 МГц. Как нетрудно заметить, расстояние в 11–18 МГц легко перекрывает при помощи DDS без значительных случайных дискретных составляющих. Обращаем внимание, что чем выше номер гармоники, тем шире будет участок наложения гармоник. А вот если бы мы выбрали последней частотой ГУНа, например, 420 МГц, то на 11-й гармонике могли бы дойти только до частоты 4620 МГц, 12-я гармоника от 400 МГц давала бы те же 4800 МГц, а в частотном диапазоне образовалась бы «дыра» в 180 МГц, где бы не было захвата ЖИГ-генератора, поскольку диапазон в 180 МГц пройти с узким шагом на DDS без «спуров» в диапазоне от -45 до 50 дБн не представляется возможным.

Итак, архитектура первого синтезированного гетеродина в анализаторе спектра с малыми шумами нам теперь ясна:

- Мы имеем ГУН на диапазон частот 400–440 МГц¹, синтезированный с шагом 1 МГц.
- Сигнал данного ГУНа подаем на генератор гармоник.

¹ Данный диапазон определяется разработчиком. Если использовать более низкий диапазон частот, например, 250–300 МГц, придется работать по высоким номерам гармоник, что предъявляет большие требования к умножителю. Если же использовать более высокие частоты ГУНа, например, в пределах 500–600 МГц, то для сшивки гармоник придется использовать более широкий диапазон перестройки ГУНа.

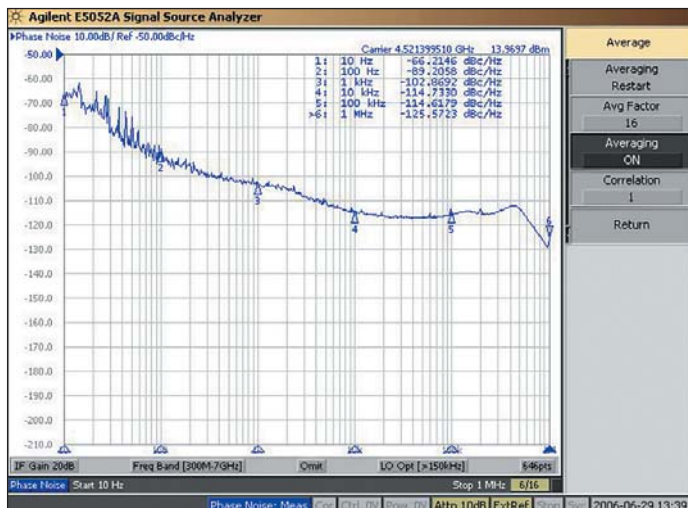


Рис. 11. Фазовый шум первого гетеродина СК4-БЕЛАН 32/003 на частоте 4521,4 МГц (соответствует входной частоте 100 МГц на анализаторе)

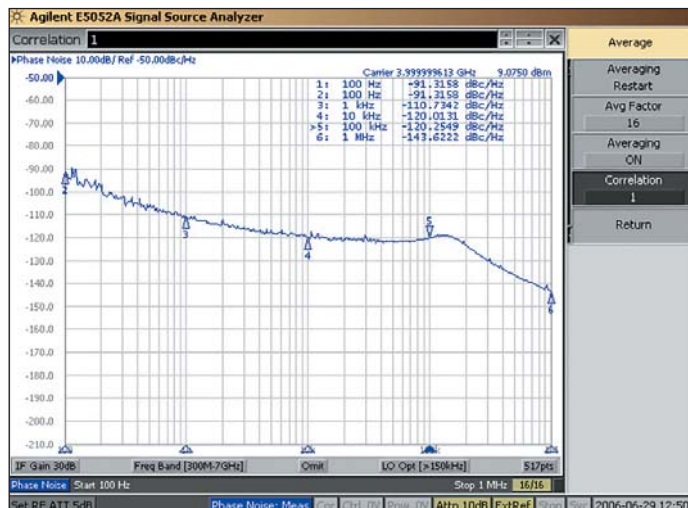


Рис. 12. Фазовые шумы второго гетеродина СК4-БЕЛАН 32/003

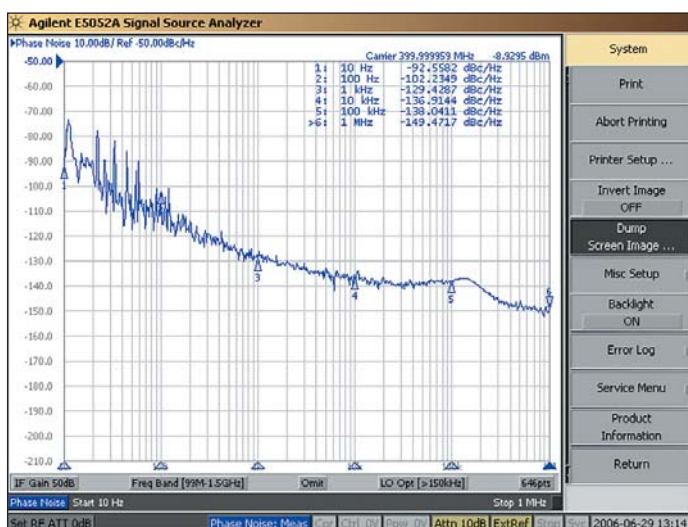


Рис. 13. Фазовые шумы третьего гетеродина СК4-БЕЛАН 32/003

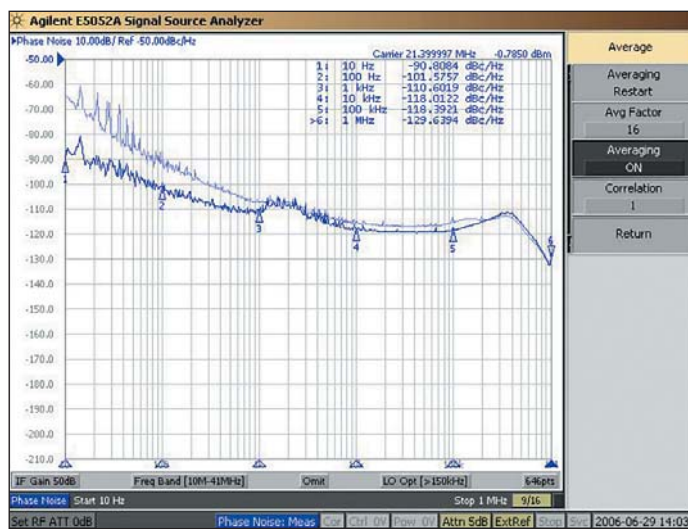


Рис. 14. Фазовый шум СК4-БЕЛАН 32/003, измеренный на третьей ПЧ 21,4 МГц (график бледно-синего цвета — это сохраненный в память сигнал первого гетеродина)

- При помощи гармоник, минимальный шаг между которыми составляет в нашем случае от 11 до 18 МГц, носим ЖИГ-генератор на низкую разностную частоту, которую захватываем при помощи DDS.
- Расстояние до следующей гармоники происходит при помощи перестройки DDS в пределах 25–30 МГц с узким шагом (тысячные доли герца).

Какие же эффективные фазовые шумы получаются в анализаторе при использовании частотного синтеза на основе косвенного синтеза с ФАПЧ, описанного выше? Рассмотрим фазовые шумы всех гетеродинов прибора. Первый гетеродин СК4-БЕЛАН 32 с опцией 003 имеет фазовый шум, показанный на рис. 11.

Второй гетеродин СК4-БЕЛАН 32/003 имеет частоту 4 ГГц и фазовый шум, показанный на рис. 12.

Третий гетеродин СК4-БЕЛАН 32/003 настроен на частоту 400 МГц и имеет фазовый шум, показанный на рис. 13.

Эффективные шумы СК4-БЕЛАН 32 можно наблюдать на третьей ПЧ 21,4 МГц. При этом на вход анализатора подаем спектрально чистый сигнал (например, 100 МГц) и измеряем фазовые шумы на последней ПЧ. Таким образом, мы видим результат смешения входного сигнала с сигналами гетеродинов анализатора. Если входной сигнал намного чище (10 дБ и более), чем гетеродинов анализатора (прежде всего первый гетеродин), то измеренный на последней ПЧ фазовый шум будет фазовым шумом, вносимым анализатором спектра. Если бы чище оказался первый гетеродин прибора (при условии, что второй и третий гетеродинов не уступают ему по шумам), то анализатор достоверно отобразил бы фазовый шум исследуемого сигнала. Если входной сигнал и сигнал первого гетеродина имеют одинаковую СПМ фазового шума, то при их некогерентном перемножении на первом смесителе фазовый шум увеличивается на 3 дБ. В нашем случае исследуемый сигнал 100 МГц чище гетеродинов при-

бора, поскольку мы хотим измерить фазовые шумы нашего анализатора. Фазовый шум на третьей ПЧ показан на рис. 14.

Обращаем внимание на существенное улучшение фазовых шумов на последней ПЧ на отстройках от 1 кГц от 10 Гц (фликкер-зона) относительно шумов сигнала первого гетеродина. Это улучшение связано с вычищением фазового шума при когерентном приеме двух сигналов, близких по частоте и имеющих приблизительно одинаковую СПМ фазовых шумов. В нашем случае друг друга вычищают первый гетеродин (частота настройки 4521,4 МГц) и второй гетеродин (частота настройки 4 ГГц) (рис. 11, 12). Эффективный фазовый шум гетеродинов, измеренный на последней ПЧ, может быть отображен на экране анализатора спектра (рис. 15) при условии, что хватает динамики в блоке цифровой фильтрации.

Измеренные показатели фазового шума оказываются сопоставимыми с лучшими показателями анализаторов Agilent Technologies серий PSA и 856хEC. Но high-end анализаторам спек-

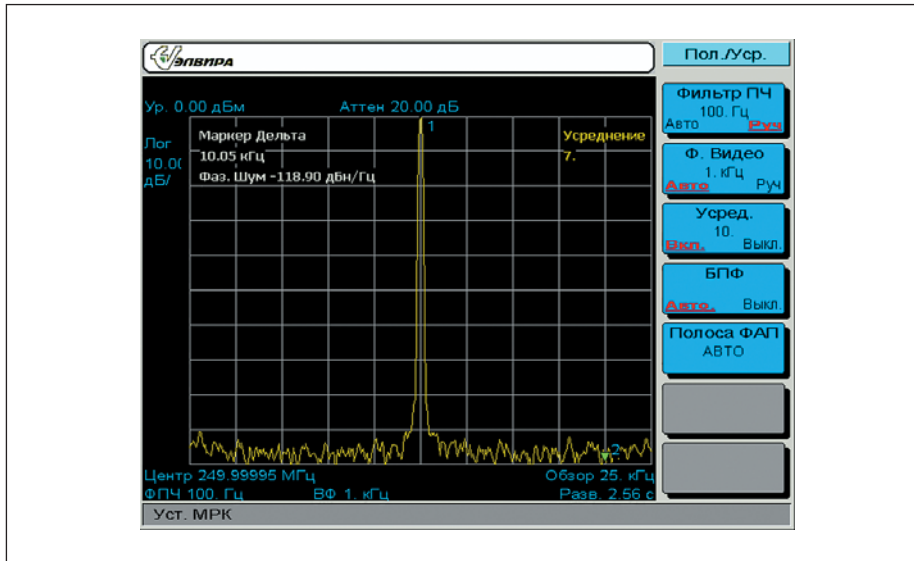


Рис. 15. Спектральная чистота СК4-БЕЛАН 32/003 в полосе 25 кГц при входном сигнале 100 МГц

тра Rohde & Schwarz последнего поколения (FSU, FSQ, ESU) по фазовому шуму СК4-БЕЛАН 32 с опцией 003 все же уступает.

Окончание следует

Литература

1. Манасевич В. Синтезаторы частот. Теория и проектирование. М.: Связь, 1979.
2. Browne J. Frequency Synthesizers Tune Communications Systems. Microwaves & RF, 2006.
3. Browne J. Synthesizers Squeeze Into Smaller Spaces. Microwaves & RF, 2008.
4. Rohde U. Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design. John Wiley & Sons, 1997.
5. Gardner F. Phaselock Technique's. John Wiley & Sons, 2005.
6. Egan W. Frequency Synthesis by Phase Lock. John Wiley & Sons, 1999.
7. Chenakin A. Building a Microwave Frequency Synthesizer // Summit Technical Media, LLC, High Frequency Electronics, May — September 2008.