Современный задающий генератор X-диапазона со сверхнизким уровнем СПМ ФШ

Сергей БЕЛЬЧИКОВ, к. т. н.
Андрей ДЗИСЯК, к. т. н.

Представлен серийно выпускаемый автогенератор с комбинированной системой стабилизации на частоты 9,95 и 10,145 ГГц, демонстрирующий сверхнизкий уровень СПМ ФШ в одиночной боковой полосе −140 дБн/Гц при отстройке на 1 кГц от несущей. Предложена модель оценки шумов указанного генератора.

Введение

Совершенствование современных систем связи, радиолокации, проектирование передовых электронных компонентов (АЦП, ЦАП), а также развитие метрологического обеспечения радиоэлектронной промышленности в целом невозможно без качественных задающих генераторов. В течение длительного времени потребности отрасли удовлетворялись качественными кварцевыми и ПАВ-генераторами, а также СВЧ-генераторами, построенными на их умножении. Фазовый шум лучших кварцевых генераторов с частотой 100 МГц составляет около −180 дБн/Гц в одиночной боковой полосе при отстройке на 10 кГц от несущей. Для частоты 10 ГГц это соответствует −140 дБн/Гц при отстройке 10 кГц в случае идеального умножения кварцевого генератора. Использование ПАВ-генераторов с частотами 400–1000 МГц позволяет при идеальном умножении рассчитывать на цифру в −144 дБн/Гц на частоте 10 ГГц (отстройка 10 кГц). Для СВЧ-систем, где требуется уровень СПМ ФШ задающего генератора ниже указанных значений, использование кварцевого генератора или генератора на ПАВ становится системным ограничением. В данной статье рассказывается о разработке и освоении в серийном производстве компактного задающего СВЧ-генератора на лейкосапфировом резонаторе, который позволяет кардинально улучшить СПМ ФШ опорного колебания на частоте 10 ГГц — до значений ниже, чем −160 дБн/Гц (отстройка 10 кГц), а также предлагается один из вариантов модели оценки шумовых характеристик сложного автогенератора СВЧ с комбинированной системой стабилизации.

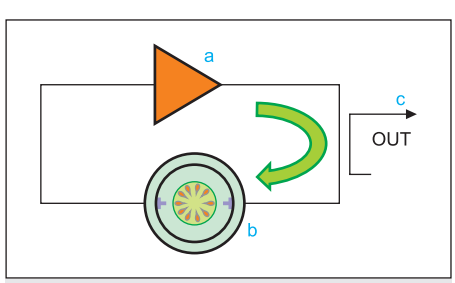

Рис. 1. Схема простейшего автогенератора:
a — усилитель петли положительной обратной связи основного автогенераторного кольца;
b — резонатор из монокристаллического лейкосапфира;
c — направленный ответвитель

Основная часть

Шумовой «потенциал» проектируемого автогенератора можно предварительно оценить, исходя из произведения нагруженной добротности на частоту генерации $f_0 \cdot Q_L$. Для лучших кварцевых генераторов данная величина составляет ~1E13. Очевидно, что для улучшения шумовых характеристик генератора нужен высокодобротный резонатор, обеспечивающий более высокое значение $f_0 \cdot Q_L$. Таким резонатором является монокристаллический лейкосапфир дисковой или цилиндрической формы, имеющий типовое значение нагруженной добротности на частоте 10 ГГц более 1E5 ($f_0 \cdot Q_L$~1E15 при комнатной температуре).

На рис. 1 показана схема простейшего автогенератора с резонатором из лейкосапфира.

Практические эксперименты показывают, что СПМ ФШ $L(F_M)$ в дБн/Гц такого автогенератора можно адекватно оценивать при помощи выражения Лиссона:

$$L_{OSC}(F_M) = 10\times\log_{10}\{(G\times F\times k\times T_0)/ /2P_{OUT}\times(1+F_C/F_M)\times(1+(HBW/F_M)^2\}, \quad (1)$$

где G — коэффициент усиления усилителя положительной обратной связи, раз; F — коэффициент шума усилителя петли положительной обратной связи, раз; T_0 — температура окружающей среды, К; k — постоянная Больцмана, $1{,}38\times10^{-23}$ Дж/К; P_{OUT} — мощность на выходе усилителя петли положительной обратной связи, Вт; F_C — фликкерная граница усилителя петли положительной обратной связи, Гц; F_M — частота отстройки от несущей, Гц; HBW — половина полосы пропускания резонатора по уровню −3 дБ, Гц.

При этом СПМ ФШ усилителя петли положительной обратной связи L_{AMP} в дБн/Гц определяется как:

$$L_{AMP} = 10\times\log_{10}\{(G\times F\times k\times T_0)/ /2P_{OUT}\times(1+F_C/F_M)\}. \quad (2)$$

Иногда в литературе [3] множитель $G\times F\times k\times T_0/2P_{OUT}$ из выражений (1) и (2) обозначается переменной b_0, а фликкерная граница F_C определяется как отношение b_{-1}/b_0, где b_{-1} — это эмпирическая константа, составляющая 1E-15…1E-14 для усилителей с самым низким фазовым шумом. Практический смысл выражения (1) сводится к тому, что СПМ ФШ автогенератора определяется полушириной полосы резонатора и фазовым шумом его активного элемента, который в пределах половины полосы резонатора умножается на $1/F_M^2$.

В случае проектирования простейшего автогенератора с лейкосапфировым резонатором с Q_L ~ 1E5 для достижения СПМ ФШ в −160 дБн/Гц (отстройка 10 кГц) требуется СВЧ-усилитель с собственным фазовым шумом в −174 дБн/Гц на данной отстройке. Такие усилители, хотя и есть на рынке (HMC-C072, HMC-C076 производства компании Analog Devices), пока остаются редкостью. К недостаткам данных усилителей относится малый коэффициент усиления (порядка 10 дБ). Нужно учитывать, что оптимальная нагруженная добротность резонатора реализуется при связях $\beta_1 = \beta_2 = 0{,}5$, что соответствует потерям на проход в резонаторе в −6 дБ. Также в автогенераторе для стабильной работы обычно необходимо обеспечить запас по усилению в петле в 3 дБ.

Таким образом, из доступного коэффициента усиления остается лишь 1 дБ. Это означает, что включение дополнительных функциональных элементов в автогенератор, построенный на специфическом усилителе со сверхнизким уровнем СПМ ФШ, практически не представляется возможным. Между тем автогенераторное кольцо в обязательном порядке должно включать СВЧ-фильтр и направленный ответвитель, а в случае привязки частоты автогенератора к опоре 10 МГц (100 МГц) требуется и дополнительный фазовращатель. Суммарно потери этих элементов не могут быть меньше 1 дБ на частоте 10 ГГц.

В результате практических экспериментов, проведенных в АО ПФ «ЭЛВИРА», было установлено, что для автогенератора на лейкосапфире, проектируемого по простейшей однокольцевой схеме с возможностью синхронизации от опорного источника 10 МГц (100 МГц), стабильно достигаемый уровень СПМ ФШ составляет: –97 дБн/Гц (отстройка 100 Гц), –127 дБн/Гц (отстройка 1 кГц), –157 дБн/Гц (отстройка 10 кГц). При измерении использовались два идентичных автогенератора на частоты 9,95 и 10,145 ГГц. Их сигналы складывались на двойном балансном смесителе M8-0326NS (Marki Microwave), разностная частота (~195 МГц) подавалась на измеритель Agilent E5052B, измеренный результат корректировался на 3 дБ на основании предположения об одинаковом уровне СПМ ФШ у обоих генераторов. Схема измерения показана на рис. 2.

Также было выполнено моделирование СПМ ФШ указанных автогенераторов по формуле (1), исходя из априорно известных параметров компонентов автогенератора. Использовался усилитель с коэффициентом усиления 16 дБ, выходной мощностью +18 дБм, фликкерной границей 20 кГц, а также дисковый резонатор с нагруженной добротностью 1E5 на частоте 10,145 ГГц. Результат моделирования СПМ ФШ и измерения показан на рис. 3. Как видно из графиков, СПМ ФШ простейшего автогенератора очень хорошо согласуется с моделью Лиссона (1).

Для достижения более низкого уровня фазового шума целесообразно обратиться к более сложному варианту построения автогенератора, показанному на рис. 4. Данная схема предполагает двойное использование резонатора (b). Во-первых, он работает на проход в качестве частотно-задающего элемента основного автогенераторного кольца. Во-вторых, резонатор в связке с циркулятором (c) действует как устройство выделения обратной волны, которое в сочетании со смесителем (g) и опциональным МШУ (e) образует частотный дискриминатор, преобразующий частотную нестабильность сигнала, генерируемого в основном кольце, в напряжение ошибки. Это напряжение инвертируется и подается на управляющий частотой фазовращатель (d), что позволяет до определенного уровня подавить начальный фазовый шум основного автогенераторного кольца. Для того чтобы смеситель работал

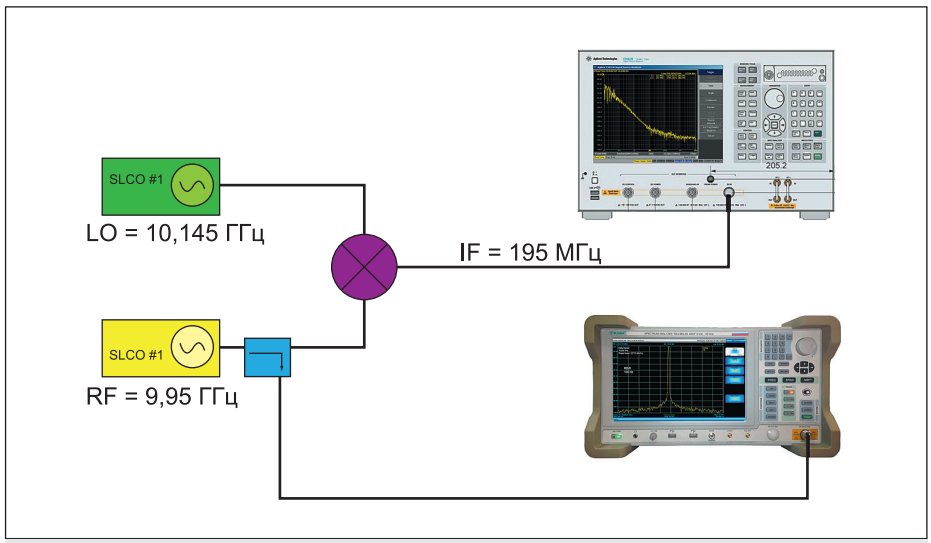

Рис. 2. Схема парного измерения СПМ ФШ двух лейкосапфировых генераторов

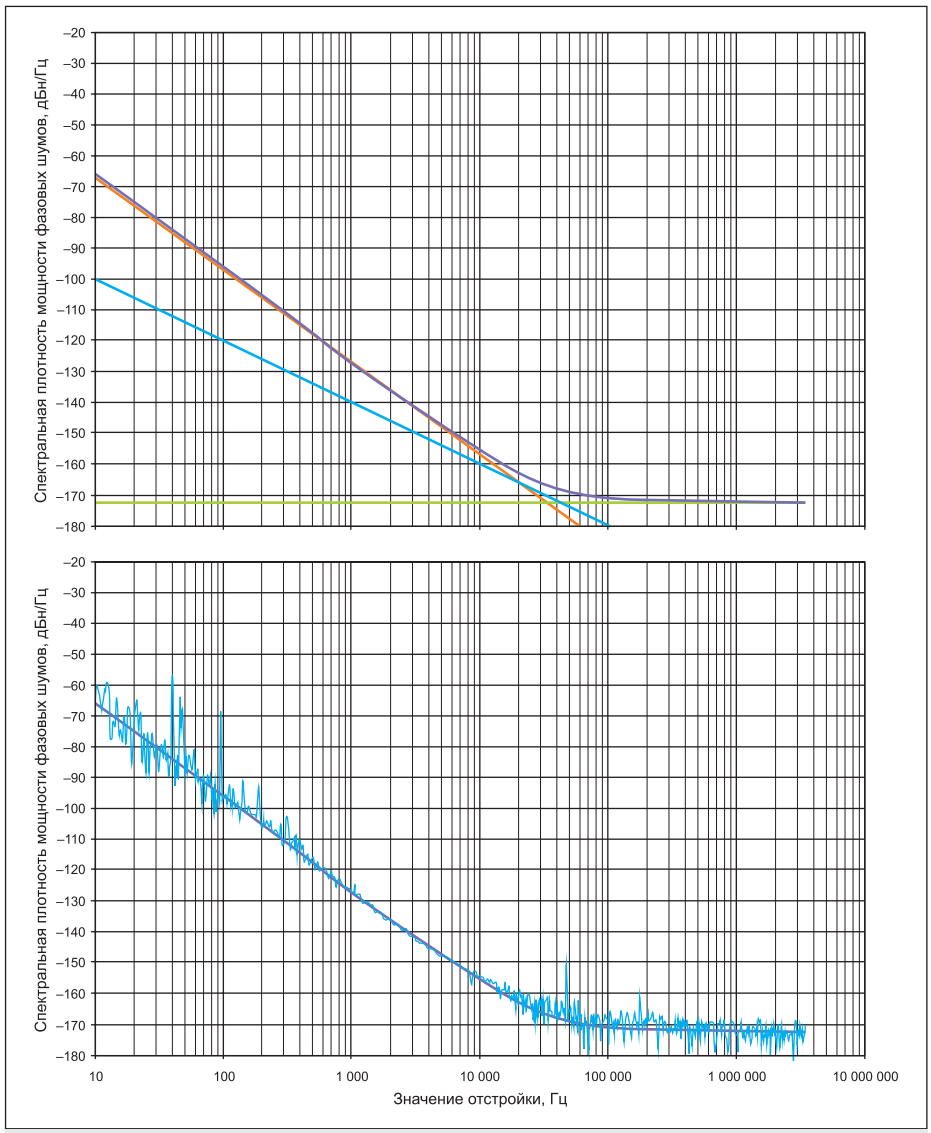

Рис. 3. Моделирование СПМ ФШ простейшего автогенератора и результат измерения (частота 10,145 ГГц)

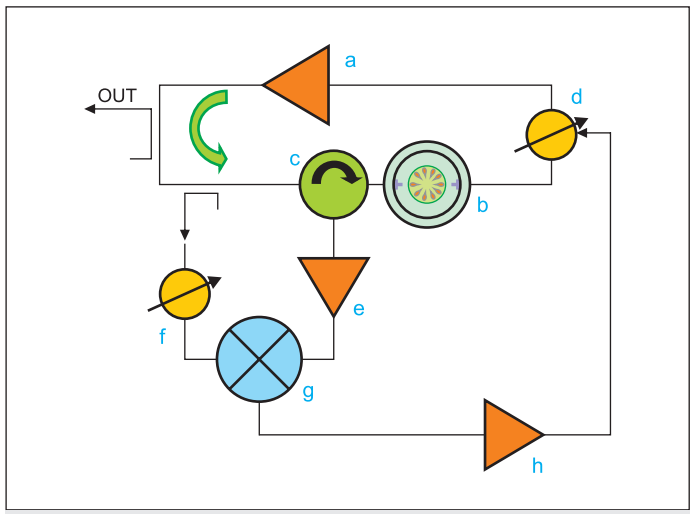

Рис. 4. Схема лейкосапфирового генератора с системой подавления начальных фазовых шумов:
a — усилитель петли положительной обратной связи основного автогенераторного кольца;
b — резонатор из монокристаллического лейкосапфира;
c — ферритовый циркулятор;
d — управляющий фазовращатель основного автогенераторного кольца;
e — малошумящий усилитель (МШУ) системы детектирования фазового шума;
f — вспомогательный фазовращатель, обеспечивает фазовый сдвиг 90°;
g — смеситель, используемый как фазовый детектор;
h — операционный усилитель

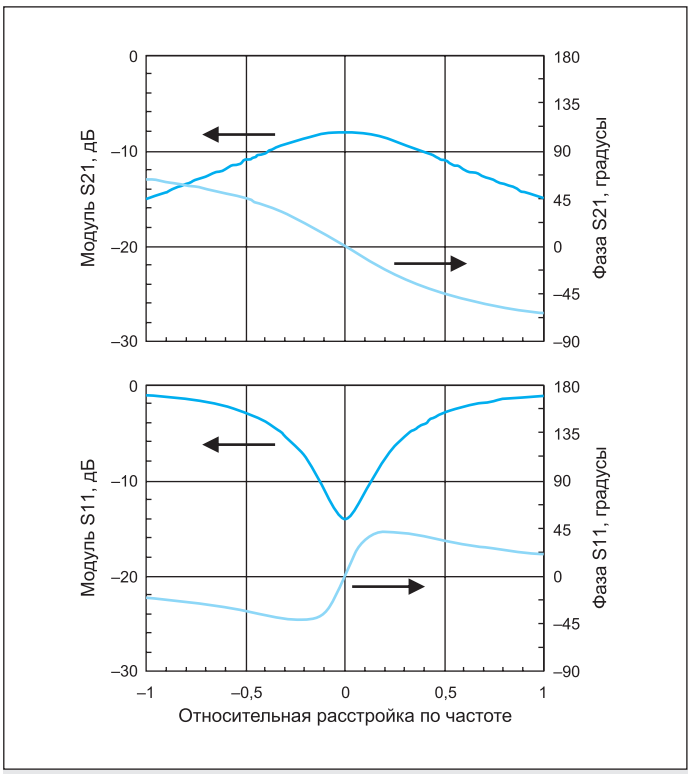

Рис. 5. Типовые характеристики S21 и S11 резонатора (частота 10,145 ГГц)

как фазовый детектор, используется вспомогательный фазовращатель (f), обеспечивающий сдвиг фазы 90°. Данный метод описан в работах [4–6, 8]. В литературе он иногда называется «интерферометрический», также встречается термин «автогенератор с комбинированной системой стабилизации».

Суть метода в упрощенном виде можно свести к следующему. Если вернуться к формуле (1), мы увидим, что в простом автогенераторе резкий рост СПМ ФШ активного элемента начинается в пределах половины полосы пропускания резонатора. Как показано в [8], полоса резонатора — это величина, обратная ГВЗ, или, другими словами, крутизне фазы S21 резонатора. Чем выше производная фазы на отрезке –45°…+45°, тем у́же полоса резонатора и тем ниже фазовый шум автогенератора. В случае комбинированной системы стабилизации мы для «вычищения» ФШ активного элемента (a) автогенератора дополнительной петлей обратной связи захватываем основное автогенераторное кольцо относительно ФЧХ S11 резонатора, другими словами, arg(S21) заменяется на arg(S11), где производная имеет гораздо более высокое значение (рис. 5). Соответственно, происходит «вычищение» фазовых шумов.

Главный вопрос, возникающий при проектировании подобного варианта автогенератора: до какого уровня могут быть улучшены исходные фазовые шумы базового автогенераторного кольца? Принято считать [4], что в автогенераторе с комбинированной системой стабилизации уровень подавления фазовых шумов будет определяться шумовыми характеристиками системы их детектирования. А количественно СПМ ФШ итогового автогенератора с включенной системой подавления шумов будет стремиться к относительной динамике системы детектирования фазового шума. Систему детектирования фазовых шумов на рис. 4 можно представить как СВЧ-преобразователь, или «конвертер», который паразитные фазовые флуктуации активного элемента (a) на входе в циркулятор (c) преобразует в постоянное управляющее напряжение, подаваемое на фазовращатель (d) основного кольца (рис. 4). Динамический диапазон такого «конвертера» будет определяться как отношение максимального сигнала, подводимого к резонатору, к порогу чувствительности системы детектирования ФШ. Шумовые характеристики подобного преобразователя допустимо моделировать по аналогии с обычным конвертером, используя каскадную формулу Фрииса. Тогда можно записать «белую тепловую» составляющую СПМ ФШ указанного «конвертера» как (3), где $P_{RESONATOR}$ — мощность, подводимая к резонатору, Вт; $S(F_M)$ — частотно-зависимый коэффициент подавления несущей (частотно-зависимое ослабление) устройства выделения обратной волны (связки циркулятор + резонатор), раз; F_{LNA} — коэффициент шума малошумящего усилителя, используемого для повышения чувствительности системы по детектированию ФШ, раз; F_{MIXER} — коэффициент шума смесителя, используемого в качестве фазового детектора, раз; G_{LNA} — коэффициент усиления малошумящего усилителя, используемого для повышения чувствительности системы по детектированию ФШ, раз; F_{SERVO} — коэффициент шума операционного усилителя, используемого для усиления сигнала ошибки, раз.

Несмотря на то, что термин «белая тепловая составляющая» обычно предполагает некую постоянную величину (по аналогии с белым тепловым шумом), в данном случае мы имеем дело с частотно-зависимой характеристикой, где функция $L_{CONVERTOR}$ будет меняться в зависимости от аргумента F_M — частоты отстройки от несущей. Это связано с тем, что модуль коэффициента отражения резонатора $1/S(F_M)$ — частотно-зависимая характеристика. Ее можно описать выражением вида:

$$\frac{1}{S(F_M)} = \frac{S_{11\,\min} + \dfrac{2\times Q_L\times F_M}{f_0}}{\sqrt{1+\left(\dfrac{2\times Q_L\times F_M}{f_0}\right)^2}}, \qquad (4)$$

$$L_{CONVERTOR,\,\text{дБ}} = 10\times\log_{10}\left\{\frac{k\times T_0}{2\times P_{RESONATOR}}\left(S(F_M)+(F_{LNA}-1)\times S(F_M)+\frac{(F_{MIXER}-1)\times S(F_M)}{G_{LNA}}+\frac{(F_{SERVO}-1)\times F_{MIXER}\times S(F_M)}{G_{LNA}}\right)\right\} \qquad (3)$$

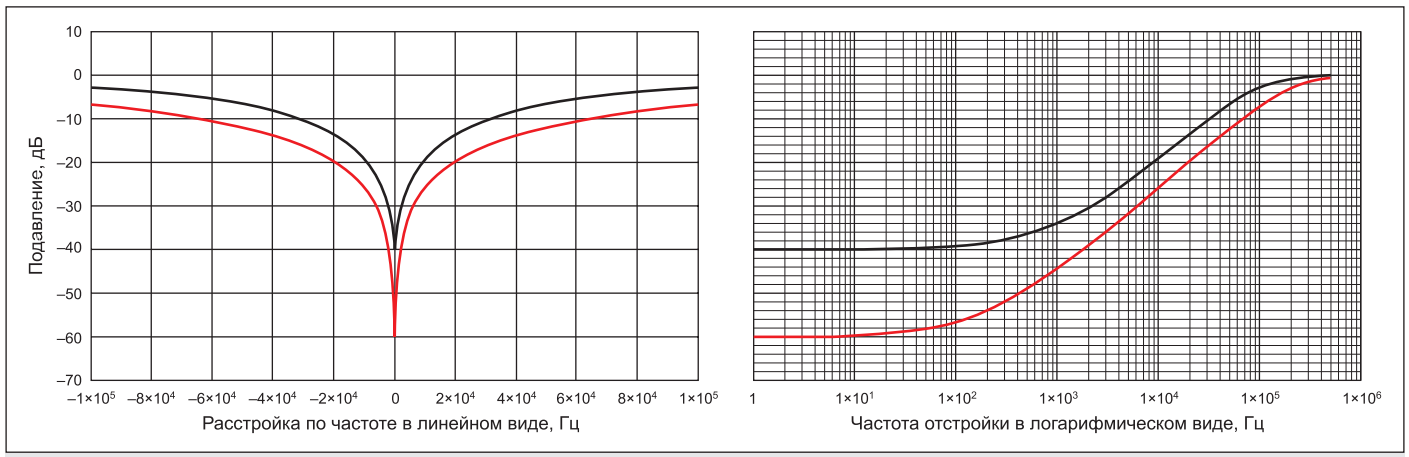

Рис. 6. Графики подавления несущей для линейного и логарифмического масштаба оси отстроек

где $S_{11\,min}$ — минимальное значение коэффициента отражения на центральной частоте резонатора, раз.

На рис. 6 показано, как выглядит модуль коэффициента отражения резонатора $1/S(F_M)$ на оси отстроек (в линейном и логарифмическом масштабе) для значений подавления 40 дБ (коэффициент отражения от резонатора 0,01) и 60 дБ (коэффициент отражения от резонатора 0,001).

Отдельного внимания при рассмотрении модели ФШ автогенератора с комбинированной системой стабилизации заслуживает малошумящий усилитель (e), который используется для улучшения чувствительности детектирования фазового шума основного кольца. Данный усилитель позволяет минимизировать влияние коэффициента шума смесителя (g) и операционного усилителя (h) (рис. 4), которые в цепи преобразования стоят после него. При этом МШУ используется в режиме усиления малого сигнала с подавленной несущей. Это означает, что фликкерная граница его СПМ ФШ обратно пропорциональна степени подавления несущей. Его СПМ ФШ может быть записана как:

$$L_{LNA,\,дБ} = 10\times\log_{10}\{((G_{LNA}\times F_{LNA}\times k\times T_0)/ /2P_{LNA\,OUT})\times(1+((F_{C\,LNA}\times G_{LNA})/ /(F_M\times S_{max}))\}, \quad (5)$$

где G_{LNA} — коэффициент усиления малошумящего усилителя, используемого для повышения чувствительности системы по детектированию ФШ, раз; F_{LNA} — коэффициент шума малошумящего усилителя, используемого для повышения чувствительности системы по детектированию ФШ, раз; $F_{C\,LNA}$ — фликкерная граница усилителя в режиме большого сигнала (при $P_{LNA\,OUT} = P_{1\,дБм}$), Гц; S_{max} — максимальное подавление несущей на частоте генерации, раз; $P_{LNA\,OUT}$ — мощность на выходе МШУ, Вт.

Многочисленные эксперименты позволяют с достаточной степенью уверенности предположить, что фазовый шум малошумящего усилителя аддитивно складывается с «белой тепловой» составляющей «конвертера». При включенной системе подавления шумов (управляющее напряжение подается на вход фазовращателя основного кольца) сумма указанных шумовых составляющих будет умножаться на $1/F_M^2$ в пределах половины полосы резонатора по отражению. Таким образом, с учетом (3), (4) и (5) запишем общее выраже-

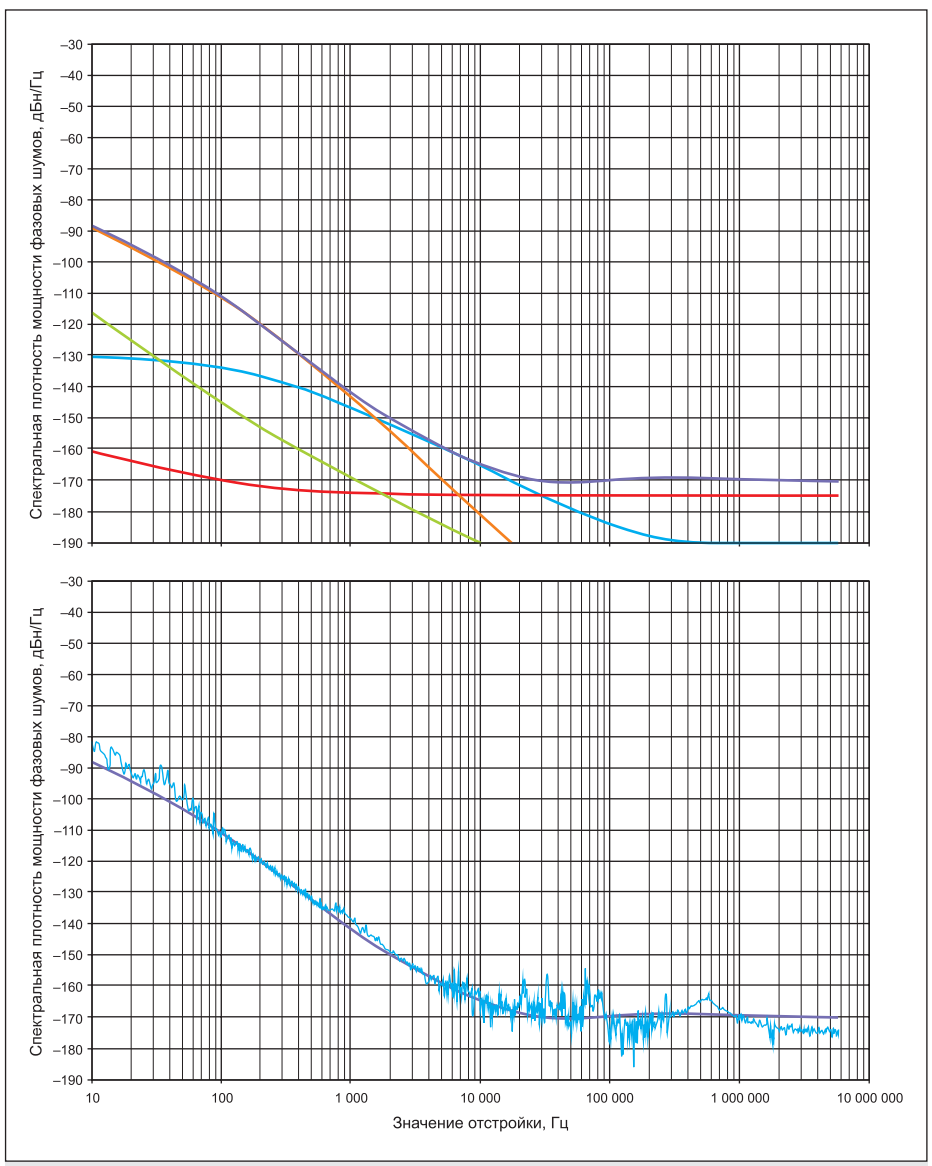

Рис. 7. Моделирование СПМ ФШ автогенератора с комбинированной системой стабилизации и результат измерения

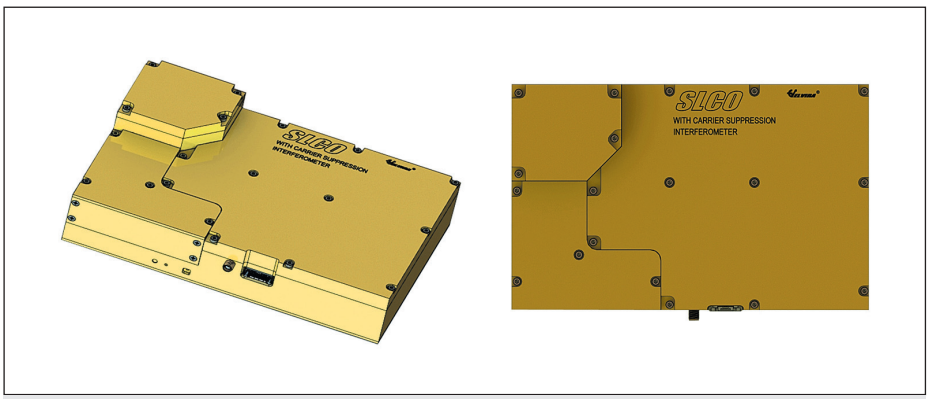

Рис. 8. Внешний вид компактного автогенератора с комбинированной системой стабилизации

ние для оценки СПМ ФШ в дБн/Гц автогенератора с комбинированной системой стабилизации в пределах полосы захвата:

$$L_{OSC\,FCS}(F_M) = \\ = 10\times\log_{10}\{(L_{CONVERTOR}+L_{LNA})\times \\ \times(1+(HBW_{S11}/F_M)^2)\}, \qquad (6)$$

где HBW_{S11} — половина полосы резонатора по отражению, Гц.

На рис. 7 представлены результаты моделирования СПМ ФШ автогенератора с комбинированной системой стабилизации на основании априорно известных параметров его компонентов в соответствии с выражением (6), а также результат измерения двух идентичных генераторов с коррекцией в 3 дБ. График реального измерения демонстрирует хорошую сходимость с предложенной моделью. В генераторах использовались резонаторы с критической связью (β1 ~ 0,95, β2 ~ 0,05). При этом подавление несущей, измеренное при помощи ВАЦ Agilent E8364B, составило 60 дБ. Полоса резонатора по отражению (по изменению ФЧХ S11 −45°…+45°) составила ~3 кГц. В качестве МШУ был взят усилитель на полевом транзисторе с коэффициентом усиления 18 дБ, коэффициентом шума 2 дБ, выходной мощностью $P_{1\,дБм}$ = +16 дБм и изначальной фликкерной границей 3 МГц. За счет подавления несущей, по нашей оценке, его фликкерную границу удалось снизить до ~190 Гц. В качестве фазового детектора использовался двойной балансный смеситель MM1-0312HSM (Marki Microwave) с коэффициентом шума 6 дБ на частоте 10 ГГц. В качестве операционного усилителя — AD797 (Analog Devices) с шумом 0,9 нВ√Гц. Измеренный результат для автогенератора (внешний вид представлен на рис. 8) на частоту 10,145 ГГц с комбинированной системой стабилизации составил: −110 дБн/Гц (отстройка 100 Гц), −140 дБн/Гц (отстройка 1 кГц), −164 дБн/Гц (отстройка 10 кГц). Данный результат не является мировым рекордом, однако он вполне сопоставим с результатами, полученными в [5, 6], а также по сведениям, которыми располагают авторы данной статьи, это лучший подтвержденный результат для отечественного компактного автогенератора СВЧ на 10 ГГц, работающего при комнатной температуре.

Выражение (6) сходно с моделями, предложенными в работах [4, 5]. Однако следует упомянуть о существенных отличиях. Например, в работе [4] дополнительно используется переменная T_0, под которой подразумевается произведение модуля коэффициента отражения резонатора на крутизну его ФЧХ. При некотором оптимальном значении (а именно 0,5) предполагалось, что данная переменная будет смещать график СПМ ФШ по вертикальной оси на постоянное значение 6 дБ в лучшем случае, в остальных — на большую величину. Многочисленные эксперименты, поставленные авторами данной статьи при разных настройках резонатора, не подтверждают этой гипотезы, а потому переменная T_0 в выражении (6) не использовалась. Далее, в [4] не принималась в расчет частотная зависимость коэффициента отражения резонатора (подавления несущей) при малых отстройках, а также не учитывался фликкер-шум МШУ. Модели, предложенные в [4, 5], подразумевают профиль фазового шума, в пределе убывающий по закону $1/F_M^2$, что авторами данной статьи на практике никогда не наблюдалось (профиль шума всегда в большей степени соответствовал закону $1/F_M^3$). Также в работах [4, 5] предлагалось учитывать ФШ циркулятора L_{CIRCO}, моделируемый как $L_{CIRCO} = -150-12{,}5\log_{10}(F_M)$, что соответствует −187,5 дБн/Гц при F_M = 1 кГц. Если включить фазовый шум циркулятора L_{CIRCO} в модель (6) в качестве дополнительного слагаемого в первый сомножитель под логарифмом, то его вклад будет умножаться на составляющую $(1+(HBW_{S11}/F_M)^2)$. По мнению авторов этой статьи, данный вклад, по сравнению с влиянием частотно-зависимого коэффициента подавления несущей, является незначительным и им можно пренебречь. Предложенная в статье модель шумов генератора с комбинированной системой стабилизации достаточно хорошо согласуется с экспериментальными данными, полученными авторами за большой период времени на различных изделиях с разными компонентами. При этом модель является исключительно оценочной. Авторы допускают применимость других моделей (например, основанных на теории радиоавтоматики и систем с обратными связями).

Заключение

Спроектирован и освоен в серийном производстве компактный задающий генератор СВЧ (рис. 8) на частоты 9,95 ГГц и 10,145 ГГц, работающий при комнатной температуре. Достигнут сверхнизкий уровень СПМ ФШ: −110 дБн/Гц, отстройка 100 Гц; −140 дБн/Гц, отстройка 1 кГц; −164 дБн/Гц, отстройка 10 кГц от несущей. Предложенная модель оценки фазовых шумов подобных генераторов демонстрирует адекватную сходимость с практическими измерениями. Генератор может быть использован в перспективных системах радиолокации и метрологического обеспечения X-диапазона, где критическим параметром является спектральная чистота генерируемого сигнала.

Литература

1. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: 1996.
2. Царапкин Д. П. Применения диэлектрических резонаторов с волнами типа «шепчущей галереи» для стабилизации частоты автогенераторов сверхвысоких частот // Радиотехника. 2002. № 2.
3. Rubiola E. Phase noise and frequency stability in oscillators. Cambridge. Cam-bridge University Press, 2008.
4. Tsarapkin D. P., Shtin N. A. Performance limits of microwave oscillators with combined stabilization. XVI EFTF. St. Petersburg. March 12–14, 2002.
5. Gupta A. S, Howe D. A., Nelson C., Hati A., Walls F. L., Nava J. F. High Spectral Purity Microwave Oscillator: Design Using Conventional Air-Dielectric Cavity // IEEE Transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control. 2004. Vol. 51. No. 10.
6. Ivanov E. N., Tobar M. E., Woode R. A. Advanced phase noise suppression technique for the next generation of ultra-low noise microwave oscillators // Proceedings of the IEEE Frequency Control Symposium. 1995. Vol. 49.
7. Ivanov E. N., Tobar M. E., Woode R. A. Applications of interferometric signal processing to phase noise reduction in microwave oscillators // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1998. Vol. 46. No. 10.
8. Galani Z., Bianchini M. J., Waterman R. C., Dibiase R., Laton R. W., Cole J. B. Analysis and Design of a Single-Resonator GaAs FET Oscillator with Noise Degeneration // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. 1984. Vol. MYr-32. No. 12.
9. Howe D. A., Hati A. Low-noise X-band Oscillators and Amplifier Technologies: Comparison and Status. National Institute of Standards & Technology (NIST). Boulder, CO, USA. IEEE, 2005.