

Проектирование СВЧ-генератора, управляемого напряжением

Виталий Романюк (Москва)

В статье описана методика проектирования электрической схемы СВЧ-генератора, управляемого напряжением (ГУН) с помощью программы Microwave Office. Рассмотрены пути решения комплекса противоречивых требований, предъявляемых к подобным генераторам: частота и мощность выходных колебаний, диапазон и крутизна электрической перестройки частоты, влияние изменений нагрузки на генерируемую частоту, возможность двухканальной работы, допустимая развязка между каналами, уровень фазового шума. В качестве примера спроектирована электрическая схема ГУН диапазона 17 ГГц, предназначенная для реализации в виде монолитной интегральной микроволновой схемы, рассчитаны её основные параметры и характеристики.

ВВЕДЕНИЕ

Генераторы, управляемые напряжением (ГУН), охваченные петлёй фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), – неотъемлемые элементы синтезаторов частот, применяемых в передающих и приёмных трактах радиосистем. В настоящей работе приводится методика проектирования электрической схемы ГУН, работающего в диапазоне 17...20 ГГц, с помощью программы Microwave Office. Предполагается, что ГУН будет выполнен в виде микросхемы на арсениде галлия, в качестве активного элемента применён полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ). С целью уменьшения размера схема ГУН выполняется на элементах с сосредоточенными параметрами. Длина волны в микрополосковой линии на подложке из

GaAs толщиной 100 мкм в рассматриваемом диапазоне составляет 5,3...6,3 мм, поэтому размеры элементов схемы не должны превышать приблизительно 0,7...0,8 мм.

ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ГУНУ

ГУН должен иметь два выхода: один для передачи мощности колебаний в нагрузку, другой – для организации петли ФАПЧ. При проектировании задают следующие основные параметры [1]: частоту колебаний f_0 , мощность на каждом выходе $P_{\text{вых}}$, диапазон электрической перестройки частоты Δf , крутизну электрической перестройки $df/dU_{\text{упр}}$ ($U_{\text{упр}}$ – управляющее напряжение), развязку между каналами, по-

давление гармоник основной частоты $10\log(P_n/P_{\text{вых}})$ (n – номер гармоники), фактор затягивания, т.е. максимальное изменение частоты генерации при изменении фазы коэффициента отражения от нагрузки при определённом модуле коэффициента отражения. Должна быть предусмотрена стабильность частоты ГУН при колебаниях напряжения питания, а также возможно низкий уровень фазового шума.

ПОРЯДОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Можно предложить следующий порядок проектирования ГУН:

- составление электрической схемы перестраиваемого автогенератора и оптимизация её параметров с целью получения на модели: заданной частоты, требуемой мощности, заданной полосы и крутизны электрической перестройки частоты, минимального уровня фазового шума;
- расчёт делителя мощности, необходимого для получения двух выходных каналов;
- проектирование буферных каскадов, обеспечивающих необходимую нагрузочную характеристику перестраиваемого автогенератора и требуемую развязку между выходными каналами;
- моделирование в программе Microwave Office и расчёт основных характеристик полной схемы ГУН, состоящей из перестраиваемого автогенератора, делителя мощности и буферных каскадов.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ГУН

Если выполнить схему автогенератора на элементах с сосредоточенными параметрами, то наиболее стабильной и чаще применяемой является ёмкостная трёхточка (схема Колпитца). На рис. 1 показана электрическая схема ГУН, выполненная на ПТШ и рассчитанная на диапазон 17...20 ГГц.

Резонатор автогенератора образован катушкой индуктивности L_1 , конденсаторами C_1, C_2 , а также ёмкостями транзистора: затвор-исток $C_{3-и}$ и затвор-сток $C_{3-с}$. Конденсаторы C_3 и C_5 – разделительные. Сток транзистора за-

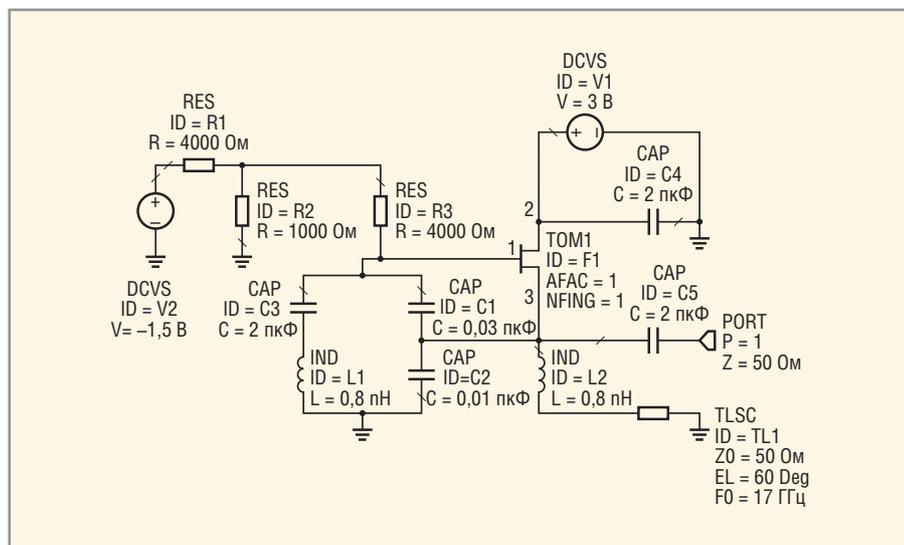


Рис. 1. Электрическая схема перестраиваемого автогенератора

землѐн по переменному току с помощью блокировочного конденсатора C_4 . Смещение на затвор транзистора подаѐтся от источника через делитель напряжения, образованный резисторами R_1 и R_2 . Резистор R_3 – блокировочный.

Для того чтобы соединить исток транзистора с землѐй по постоянному току и при этом обеспечить съѐм выходной мощности с истока, применѐн короткозамкнутый отрезок передающей линии TL1. С целью уменьшения длины этого отрезка включена блокировочная катушка индуктивности L_2 . Частоту колебаний можно устанавливать подбором индуктивности катушки L_1 . Электрическая перестройка частоты осуществляется изменением напряжения смещения на затворе с помощью источника V2.

Колебательный контур соединѐн с нагрузкой автогенератора с коэффициентом включения $p_H = U_{C2}/U_{L1}$, где U_{C2} – амплитуда напряжения на нагрузке (на конденсаторе C_2), U_{L1} – амплитуда напряжения на катушке L_1 (в точках соединения емкостной и индуктивной ветвей контура). При достаточно высокой добротности контура ориентировочно

$$p_H = \frac{C_2}{C_1}, \quad (1)$$

где:

$$C_\Sigma = \frac{(C_1 + C_{3-н})C_2}{C_1 + C_{3-н} + C_2} - \quad (2)$$

суммарная ёмкость контура. Ёмкостью затвор-сток транзистора пренебрегаем из-за её малости. Проводимость нагрузки, пересчитанная к выводам катушки индуктивности контура L_1 (полное включение контура и нагрузки)

$$Y_H^1 = p_H^2 Y_H,$$

где Y_H – проводимость нагрузки, включенной параллельно конденсатору C_2 .

Схема автогенератора смоделирована и оптимизирована в программе Microwave Office. Транзистор в программе представлен моделью TOM1 [2]. Предварительно выполнен ориентировочный расѐт схемы по простым инженерным формулам.

РАСЧѐТ РЕЗОНАТОРА

Индуктивность колебательного контура выбираем таким образом, чтобы его характеристическое сопротивление на заданной частоте генерации ω_0

было достаточно высоким, например, $\omega_0 L_1 = 100$ Ом. Далее рассчитываем суммарную ёмкость контура $C_\Sigma = (\omega_0^2 L_1)^{-1}$. Соотношение между ёмкостями конденсаторов контура определяется коэффициентом обратной связи по напряжению $K_{oc} = U_{C1}/U_{C2}$, где U_{C1} – амплитуда напряжений между затвором и истоком. Приблизительно можно считать, что

$$K_{oc} = \frac{C_2}{C_1 + C_{3-н}}. \quad (3)$$

Величину K_{oc} находим из расѐта режима работы транзистора, а $C_{3-н}$ – по её вольт-фарадной характеристике. Из выражений (2) и (3) рассчитываем ёмкости конденсаторов контура C_1 и C_2 .

РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Для расѐта режима работы транзистора целесообразно воспользоваться рассчитанной переходной характеристикой транзистора (рис. 2). Мгновенное напряжение на затворе не должно подниматься выше 0 В во избежание открывания барьера Шоттки и сопутствующего перегрева транзистора. Учитывая это обстоятельство, а также необходимость надёжного открывания транзистора, установим постоянное напряжение смещения на затворе $U_{3-н} = -0,3$ В. Амплитуда переменного напряжения на затворе составляет в этом случае также 0,3 В.

Напряжение питания для данного транзистора рекомендуется выбрать равным 3 В. Для того чтобы избежать работы транзистора в перенапряжѐнном режиме, установим амплитуду переменного напряжения на стоке $U_{с-н} = 1$ В. В этом случае коэффициент обратной связи по напряжению $K_{oc} = 0,3$.

Мощность, отдаваемая транзистором в контур:

$$P = 0,5 U_{с-н}^2 G_K,$$

где G_K – действительная часть полной проводимости контура в точках сток-исток, откуда можем найти требуемую проводимость для достижения заданной мощности. Если в первом приближении не учитывать потери в контуре, то в соответствии со схемой рис. 1, G_K равна проводимости нагрузки 0,02 С и генерируемая мощность составляет 10 мВт.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Для электрической перестройки частоты часто в резонатор включают ва-

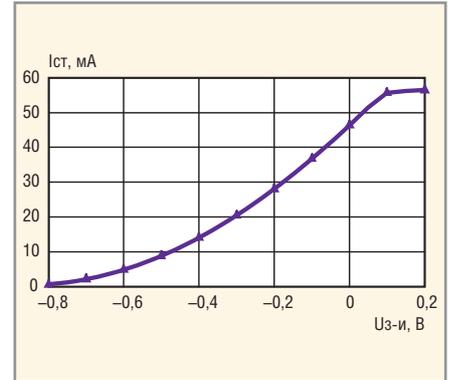


Рис. 2. Переходная вольт-амперная характеристика транзистора

рикап [3]. Однако возможно использовать нелинейность ёмкости затвор-исток транзистора, которая является частью колебательного контура автогенератора. При изменении ёмкости затвор-исток на $\pm \Delta C_{3-н}$ относительно среднего значения изменяется суммарная ёмкость на $\pm \Delta C_\Sigma$, и генерируемая частота становится равной $f = f_0 \pm \Delta f$, где относительное изменение частоты колебаний

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 0,5 \frac{\Delta C_\Sigma}{C_\Sigma}.$$

Связь ΔC_Σ с $\Delta C_{3-н}$ определяется выражением

$$\Delta C_\Sigma = p_C^2 \Delta C_{3-н},$$

где $p_C = U_{C1}/U_{L1} = C_\Sigma / (C_1 + C_{3-н})$ – коэффициент включения ёмкости $C_{3-н}$ в колебательный контур. Отсюда

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} p_C^2 \frac{\Delta C_{3-н}}{C_\Sigma}. \quad (4)$$

Изменять ёмкость $C_{3-н}$, а следовательно, осуществлять электрическую перестройку частоты, можно, изменяя напряжение на затворе транзистора с помощью внешнего источника V2, показанного на рис. 1. Крутизна перестройки может оказаться чрезмерной, для её уменьшения напряжение от источника смещения подают через делитель напряжения.

Для того чтобы определить, какое изменение напряжения на затворе требуется для получения нужного изменения ёмкости $C_{3-н}$, необходимо знание её вольт-фарадной характеристики (ВФХ).

ВОЛЬТ-ФАРАДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВХОДНОЙ ЁМКОСТИ ТРАНЗИСТОРА

Для получения вольт-фарадной характеристики входной ёмкости тран-

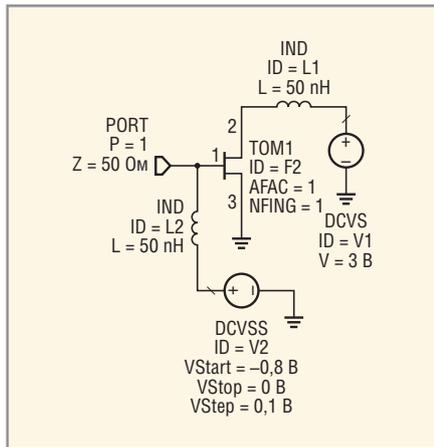


Рис. 3. Схема для расчёта входной проводимости транзистора

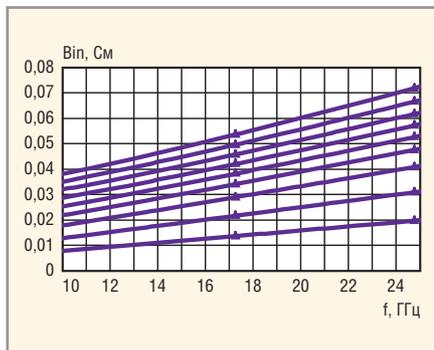


Рис. 4. Графики зависимости мнимой части входной проводимости транзистора от частоты при разных напряжениях на затворе

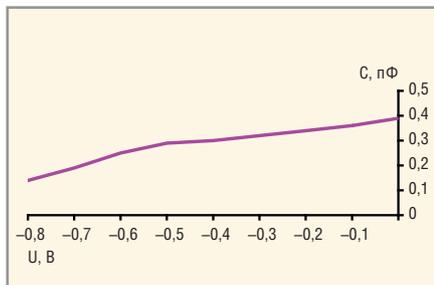


Рис. 5. Вольт-фарадная характеристика входной ёмкости транзистора

зистора в программе Microwave Office рассчитываем мнимую часть его входной проводимости B_{in} в диапазоне частот при постоянном напряжении на стоке, равном 3 В, и изменяющемся в диапазоне $-0,8...0$ В напряжении на затворе в соответствии с рис. 3. Результаты расчёта представлены на рис. 4. Верхняя ветвь соответствует напряжению на затворе 0 В, шаг изменения напряжения на затворе составляет 0,1 В.

Таблица 1. Рассчитанные параметры перестраиваемого автогенератора

| $C_{3-н}$, пФ ($U_{3-н} = -0,3$ В) | C_2 , пФ | ρ_n | ρ_c | $\Delta C_{3-н}$, пФ ($U_{3-н} = -0,6...0$ В) | f_0 , ГГц | $\Delta f/f_0$, % |
|--------------------------------------|------------|----------|----------|---|-------------|--------------------|
| 0,32 | 0,08 | 0,8 | 0,23 | 0,07 | 19,9 | 2,3 |

Из рис. 4 можно получить зависимость ёмкости $C_{3-н}$ от напряжения между затвором и истоком, график которой представлен на рис. 5. Ёмкость $C_{3-н}$ рассчитывалась по данным рис. 4 с использованием формулы:

$$C_{3-н} = \frac{\Delta B_{in}}{\Delta \omega}$$

НАГРУЗОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ГУН

Предполагается, что перестраиваемый автогенератор связан с нагрузкой Z_n линией передачи. Нагрузочная характеристика автогенератора представляет собой зависимость генерируемой частоты от изменений фазы коэффициента отражения от нагрузки $\Gamma e^{j\varphi}$ при определённом коэффициенте стоячей волны напряжения в нагрузочной линии $k_{св}$. Считается допустимым максимальное значение $k_{св} = 2$, что соответствует модулю коэффициента отражения $\Gamma = 0,33$, фаза φ при этом может быть произвольной в пределах $0...360^\circ$.

Наличие отражённой волны в нагрузочной линии эквивалентно тому, что её входная проводимость имеет комплексный характер $Y_{вх} = G_{вх} + jB_{вх}$, она и является нагрузочной проводимостью перестраиваемого автогенератора. Проводимость $Y_{вх}$ связана с коэффициентом отражения в линии соотношением:

$$Y_{вх} = \frac{1}{\rho} \frac{1 - \Gamma(\cos\varphi_0 + j \sin\varphi_0)}{1 + \Gamma(\cos\varphi_0 + j \sin\varphi_0)}, \quad (5)$$

где ρ – волновое сопротивление линии, φ_0 – фаза коэффициента отражения напряжения в начале линии (на выходе автогенератора).

Из (5) несложно получить выражение для мнимой части $B_{вх}$, которая и влияет, главным образом, на изменение генерируемой частоты:

$$B_{вх} = -\frac{1}{\rho} \frac{\sin\varphi_0}{A + \cos\varphi_0}. \quad (6)$$

Здесь:

$$A = \frac{1 + \Gamma^2}{2\Gamma}. \quad (7)$$

Исследование (6) на экстремумы показывает, что при изменении φ_0 мни-

мая часть проводимости нагрузки меняется от

$$B_{min} = -\frac{1}{\rho} (A^2 - 1)^{-0,5}$$

до

$$B_{max} = \frac{1}{\rho} (A^2 - 1)^{-0,5},$$

т.е. наибольшее изменение мнимой части $\Delta B_{вх} = B_{max} - B_{min}$ с учётом (7)

$$\Delta B_{вх} = \frac{1}{\rho} \frac{4\Gamma}{1 - \Gamma^2}. \quad (8)$$

Найдём фактор затягивания, т.е. изменение частоты генерации при максимальном изменении мнимой части проводимости нагрузки ГУН [4]. Проводимость $B_{вх}^1$, пересчитанная к выводам индуктивности L_1 , определяется соотношением:

$$B_{вх}^1 = \rho_n^2 B_{вх}, \quad (9)$$

где коэффициент включения нагрузки ρ_n может быть рассчитан по (1). Соотношением, аналогичным (9), рассчитывается и отклонение $\Delta B_{вх}^1$ при изменении мнимой части входной проводимости линии на $\Delta B_{вх}$, при этом частота генерации изменяется на

$$\Delta\omega = \frac{\Delta B_{вх}^1}{dB_k} \frac{dB_k}{d\omega}, \quad (10)$$

где dB_k – мнимая часть полной проводимости контура вблизи резонансной частоты. Из (10) с учётом (8) и (9) получим

$$\frac{\Delta f}{f_p} = K \frac{\Gamma}{1 - \Gamma^2}, \quad (11)$$

где:

$$K = \frac{4 \rho_n^2}{\omega_0 \rho} \frac{dB_k}{d\omega}$$

Из (11) видно, что для уменьшения фактора затягивания следует уменьшать коэффициент K и модуль коэффициента отражения от нагрузки Γ .

Для уменьшения K нужно ослаблять связь автогенератора с нагрузкой и увеличивать крутизну зависимости мнимой части проводимости контура от частоты. Производная $dB_k/d\omega$ определяется индуктивностью контура автогенератора, величина которой ограничена возможностью её интегрального выполнения. С целью уменьшения модуля Γ между автогенератором и нагрузкой следует включить буферный каскад.

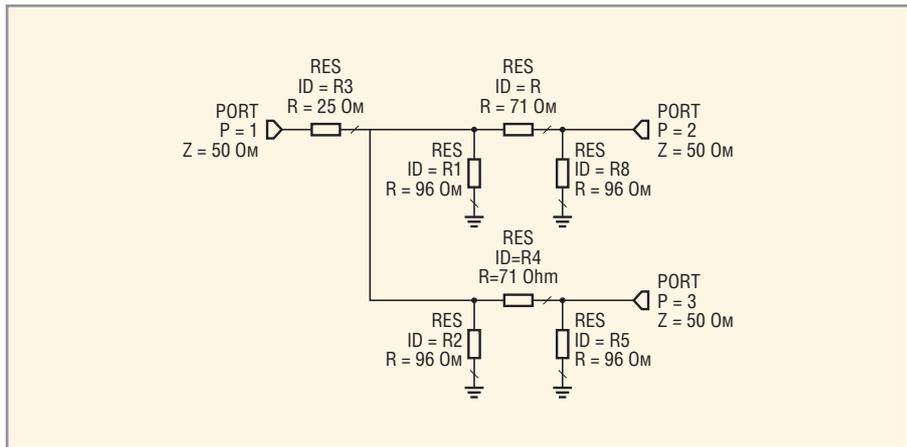


Рис. 6. Электрическая схема делителя мощности

ПРИМЕР АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЁТА ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

По приведённым формулам была рассчитана схема перестраиваемого автогенератора на частоту диапазона 17...20 ГГц, предназначенная для компьютерного моделирования. Результаты расчёта представлены на рис. 1 и в таблице 1. Полученные результаты аналитического расчёта являются начальным приближением для моделирования и оптимизации схемы автогенератора в программе Microwave Office.

ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Делитель мощности нужен для создания двух выходных каналов ГУН. С целью минимизации размеров генератора следует отказаться от делителей, выполненных на отрезках линий передачи. Возможен вариант делителя мощности на резисторах, показанный на рис. 6. Делитель мощности включает в себя два П-образных (или Т-образных) аттенуатора, ослабляющих влияние изменений сопротивлений нагрузок на генерируемую частоту. На рис. 6 в качестве примера показаны одинаковые аттенуаторы, ослабляющие проходящую мощность на 10 дБ. Для создания разных мощностей на выходах обоих каналов следует применить аттенуаторы с разным затуханием [5].

БУФЕРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Предлагается применить буферный усилитель, у которого входной цепью служит резистивный аттенуатор делителя, а выходная цепь в диапазоне частоты генерации согласует выходное сопротивление транзистора усилителя с нагрузкой. Усилитель состоит из двух одинаковых каскадов, на входы кото-

рых поступает поделенная пополам мощность колебаний от автогенератора. Электрическая схема одного каскада буферного усилителя представлена на рис. 7.

Колебания от автогенератора поступают во входной порт P1; LC-цепочка, подключенная к стоку транзисторов, является выходной согласующей цепью.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ГУН В ПРОГРАММЕ MICROWAVE OFFICE

Для расчёта параметров ГУН и их оптимизации следует смоделировать схему в программе Microwave Office и рассчитать её параметры в нелинейном режиме. С этой целью автогенератор, делитель мощности и буферные усилители соединяются в соответствии с блок-схемой, представленной на рис. 8. Мощность автогенератора 1 разделяется на два канала, на выходе каждого из которых включен буферный усилитель 3.

Расчёт выходного спектра. Спектр выходных колебаний может быть рассчитан, если в схему автогенератора включить генераторный зонд OSCAPROBE. Генераторный зонд представляет собой источник колебаний с изменяющимися частотой и выходной мощностью [6]. Он подключается к затвору или истоку транзистора, и в качестве результата моделирования на выходе ГУН появляются спектральные линии в том случае, когда частота и амплитуда колебаний в ГУН совпадают с частотой и амплитудой колебаний на выходах показан на рис. 9.

Мощность основной частоты одинакова на обоих выходах, а мощность второй гармоники меньше основной более чем на 20 дБ.

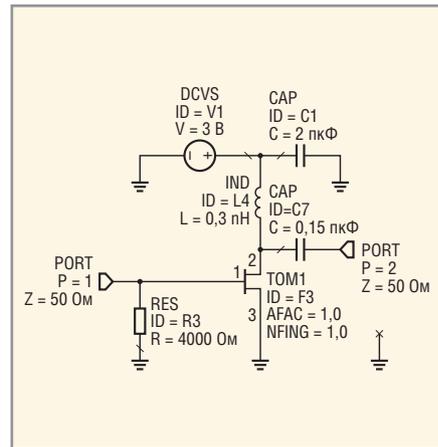


Рис. 7. Электрическая схема буферного усилителя

Перестройка частоты управляющим напряжением. Для того чтобы в программе Microwave Office получить зависимость частоты колебаний от управляющего напряжения, нужно смоделировать схему в нелинейном режиме с включением зонда OSCAPROBE. Вместо источника постоянного напряжения DCVS (V2), подающего смещение на затвор, следует включить источник перестраиваемого напряжения DCVSS и установить пределы и шаг перестройки. Для того чтобы вывести результат на график, картинка на экране монитора после вызова команды Add Measurement должна соответствовать рис. 10.

Результат расчёта перестроечной характеристики показан на рис. 11. Как видно, при изменении управляющего напряжения в диапазоне -3...0 В частота меняется более чем на 170 МГц, та-

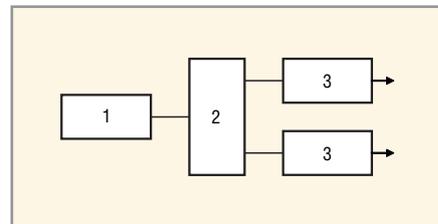


Рис. 8. Блок-схема ГУН
1 – перестраиваемый автогенератор, 2 – делитель мощности, 3 – буферные усилители

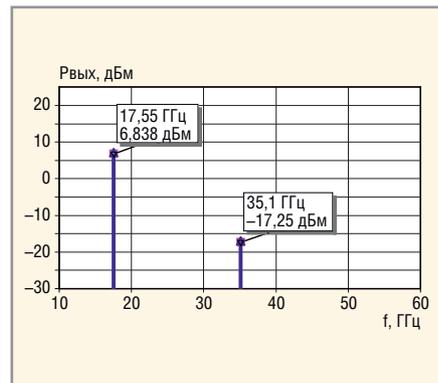


Рис. 9. Спектр выходных колебаний ГУН

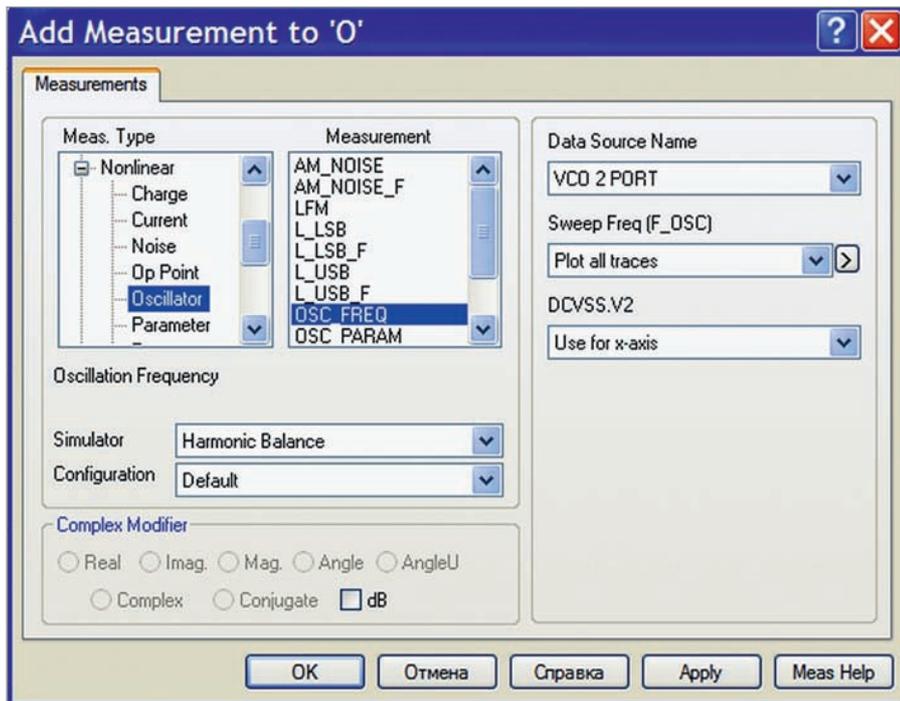


Рис. 10. Вид экрана монитора при расчёте зависимости частоты генерации от управляющего напряжения

ким образом крутизна перестройки составляет 57 МГц/В.

Развязка между каналами. Для оценки развязки между каналами к одному выходу ГУН подключается PORT1, являющийся источником колебаний заданной мощности и изменяющейся частоты в диапазоне, заранее установленной для моделирования в программе Microwave Office. В нелинейном режиме рассчитывается коэффициент передачи мощности PGain от этого источника на второй порт, при этом зонд

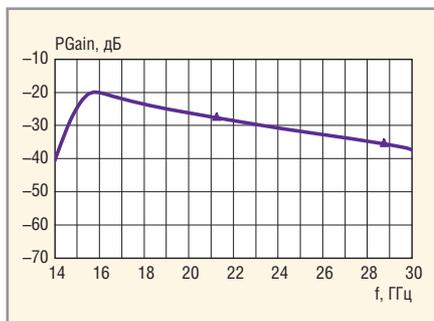


Рис. 12. Развязка между выходными каналами ГУН

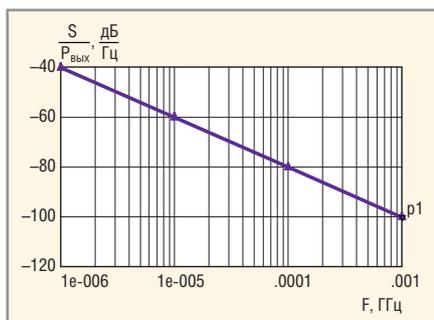


Рис. 13. Зависимость уровня фазового шума от частоты анализа

OSCAPROBE из схемы удаляется. Результат показан на рис. 12.

Фактор затягивания частоты генерации. Для того чтобы оценить влияние изменений нагрузки на частоту, к одному из выходов ГУН подключается PORTG с возможностью изменения модуля и фазы коэффициента отражения напряжения от него $\Gamma e^{j\varphi}$. Зонд OSCAPROBE в этом расчёте в схему включен. Рассчитывают фактор затягивания частоты, т.е. максимальное изменение частоты колебаний при изме-

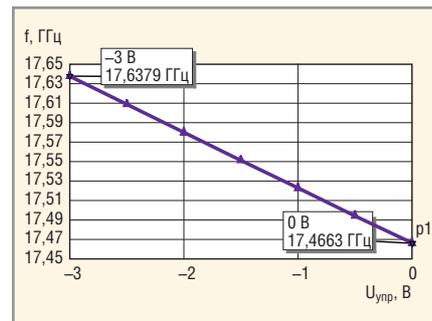


Рис. 11. Перестроенная характеристика ГУН

нению фазы от 0 до 360° и минимально допустимом модуле $\Gamma = 0,33$.

В таблице 2 приведена зависимость δf (превышения генерируемой частоты значения 17 ГГц) от фазы φ коэффициента отражения от нагрузки одного из каналов ГУН при модуле коэффициента отражения $\Gamma = 0,33$ ($k_{св} = 2$).

Как видно из таблицы, фактор затягивания частоты в данном случае составляет 144 МГц.

Фазовый шум ГУН. Для расчёта уровня фазового шума в схеме ГУН следует вызвать анализатор фазового шума OSCNOISE и установить его параметры: начальную и конечную частоты боковой полосы спектра генератора, в которой рассчитывается шум, а также шаг перестройки. Пример расчёта фазового шума представлен на рис. 13. По горизонтальной оси отложены частоты отстройки от генерируемой частоты, на которых проводится анализ, по вертикальной оси – спектральная

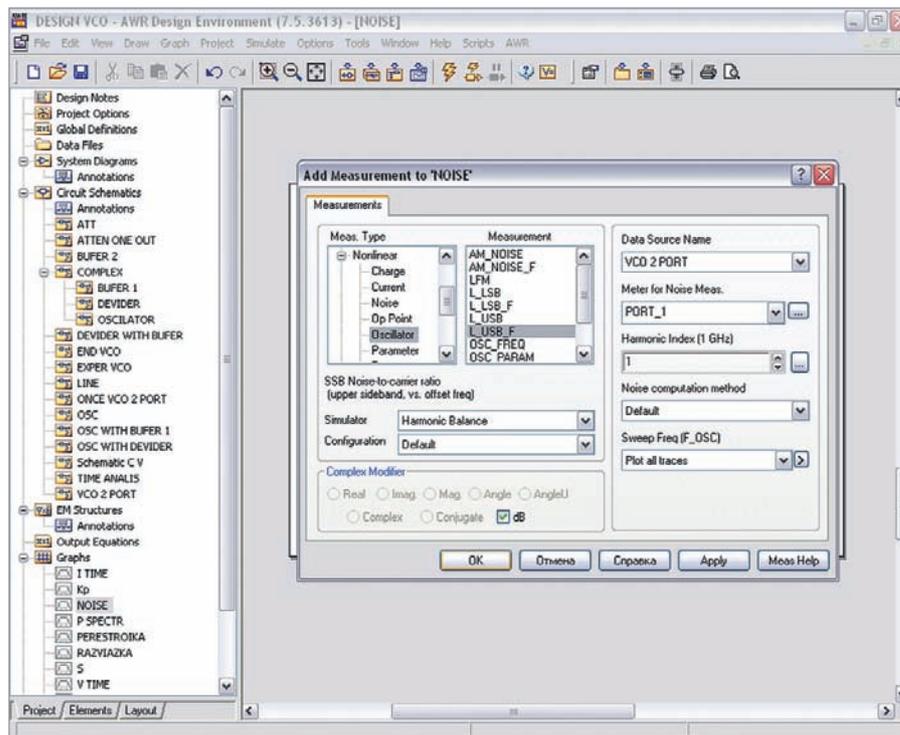


Рис. 14. Вид экрана монитора при расчёте фазового шума

плотность мощности фазового шума в одной боковой полосе, отнесённая к мощности генератора.

Фазовый шум рассчитывается в процессе нелинейного анализа схемы ГУН, вид экрана монитора после вызова команды Add Measurement показан на рис. 14.

В процессе оптимизации по комплексу различных критериев в электрическую схему ГУН, составленную в согласии с рис. 1, 6 – 8, были внесены незначительные изменения, например, удалены резисторы R_1 и R_2 в делителе мощности (рис. 6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье описаны пути решения задач, возникающих при проектировании электрической схемы СВЧ-генераторов, управляемых напряжением. Рассмотрен пример проектирования схемы ГУН диапазона частот 17...20 ГГц.

Основная трудность оптимизации схемы ГУН состоит в том, что приходится учитывать несколько противоречивых критериев при ограничениях на величины схемных элементов. Эти ограничения накладываются необхо-

Таблица 2. Зависимость изменений генерируемой частоты от фазы коэффициента отражения от нагрузки

| φ, град | 0 | 45 | 90 | 135 | 180 | 225 | 270 | 315 | 360 |
|---------|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| Δf, МГц | 557 | 612 | 633 | 597 | 541 | 501 | 489 | 509 | 557 |

димостью реализации элементов в интегральном виде. При необходимости изменения какого-либо параметра ГУН можно руководствоваться следующими рекомендациями.

Изменять частоту генерации целесообразно путём подбора индуктивности колебательного контура автогенератора. Для увеличения диапазона электрической перестройки частоты следует уменьшать ёмкость конденсатора C_1 и увеличивать ёмкость конденсатора C_2 (см. рис. 1). Выходную мощность можно увеличить благодаря применению аттенуаторов с меньшим затуханием. Для увеличения развязки между каналами и уменьшения влияния изменений нагрузки на частоту генерации затухание аттенуаторов нужно увеличивать.

Фазовый шум определяется, в основном, применяемым транзистором в автогенераторе; шум может быть уменьшен на 2...3 дБ путём применения в ка-

честве блокировочного элемента в цепи подачи управляющего напряжения не резистора, а индуктивности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов Л. Компоненты синтезаторов стабильной частоты. Генераторы, управляемые напряжением. Radio Radar, 2003 – 2009.
2. Из справки по элементам к программе Microwave Office (elements.chm).
3. Loizos D. MMIC VCO Design. Part time Engineering Program for Professionals. The Johns Hopkins Univ., 2006.
4. Нейман М.С. Курс радиопередающих устройств. М.: Сов. Радио, 1965.
5. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств. Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982.
6. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.: СОЛОН – Пресс, 2003.

