

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ ДИАПАЗОНА В ГИБРИДНОМ ИСПОЛНЕНИИ

А.Б. Никитин, Е.И. Хабитуева

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,
Санкт-Петербург, Российская Федерация

Рассмотрены особенности разработки перестраиваемых в широкой полосе частот (октава и более) транзисторных СВЧ-генераторов, управляемых напряжением (ГУН). В результате проведенных исследований сверхширокополосного ГУН с октавной перестройкой частоты в диапазоне от 6 до 12 ГГц, выполненного по гибридной технологии, определена базовая структура генератора и сформулированы требования к его управляющим элементам. Развита методика разработки сверхширокополосных ГУН в части создания специальных выходных согласующе-трансформирующих цепей, обеспечивающих непрерывную перестройку в рассматриваемом диапазоне частот. Разработан микрополосковый вариант схемы ГУН, выполненный в рамках гибридной технологии на базе стандартных промышленно выпускаемых электронных компонентов. Реализованная топология генератора по основным своим характеристикам не уступает устройствам зарубежного производства.

Ключевые слова: ГУН; варикап; широкополосная перестройка частоты; выходная цепь; микрополосковая схема.

Ссылка при цитировании: Никитин А.Б., Хабитуева Е.И. Особенности разработки сверхширокополосных перестраиваемых генераторов СВЧ диапазона в гибридном исполнении // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2017. Т. 10. № 4. С. 41–50. DOI: 10.18721/JCSTCS.10404

THE FEATURES OF DESIGN OF AN ULTRA-WIDEBAND MICROWAVE HYBRID VCO

A.B. Nikitin, E.I. Khabitueva

Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University,
St. Petersburg, Russian Federation

Some features of designing an ultra-wideband microwave voltage-controlled oscillator (VCO) are reviewed in this article. The developed microstrip VCO is realized by means of hybrid technology. It has achieved an oscillation bandwidth of 6–12 GHz. As a result of studying the ultra-wideband VCO, we have determined the basic structure of the generator and formulated the requirements for its control elements.

We have developed a method for designing the microwave VCO's output-matching circuits. Using these output circuits allows achieving ultra-wideband characteristics. As result, a hybrid microstrip circuit of the ultra-wideband VCO has been designed. Standard SMD-components are used in the developed VCO circuit. The VCO's main parameters are not inferior to similar products of the leading manufacturers of microwave devices.

Keywords: VCO; varactor diode; ultra-wide band; output circuit; microstrip circuit.

Citation: Nikitin A.B., Khabitueva E.I. The features of design of an ultra-wideband microwave hybrid VCO. St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control Systems, 2017, Vol. 10, No. 4, Pp. 41–50. DOI: 10.18721/JCSTCS.10404

Введение

Одним из ключевых элементов синтезаторов частот (СЧ) с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) является генератор, управляемый напряжением (ГУН), параметры которого в существенной степени определяют характеристики всего устройства [1, 2]. Использование в качестве таких ГУН сверхширокополосных перестраиваемых СВЧ-генераторов (с полосой перестройки октава и более) дает возможность построения быстродействующих широкодиапазонных источников стабильных колебаний [3–5].

Разработкой подобных перестраиваемых генераторов в настоящее время занимаются несколько ведущих производителей СВЧ-устройств. Однако перестройку частоты в пределах октавы в высокочастотной части сантиметрового диапазона (например, в полосе от 6 до 12 ГГц) обеспечивают лишь единичные образцы ГУН, среди которых можно выделить интегральные микросхемы генераторов НМС732LC4В фирмы Analog Devices [6] и МАОС-409000 компании MASCOM [7].

Примеры схем аналогичных ГУН в коротковолновой части сантиметрового диапазона волн, выполненных на основе более доступной гибридной технологии с использованием серийно выпускаемых электронных компонентов, в научно-технической литературе практически полностью отсутствуют. Из-за трудностей реализации на высоких частотах устройств в гибридном исполнении, обусловленных ограничениями технологии, налагаемыми на минимальные размеры используемых компонентов, примеры разработки сверхширокополосных ГУН СВЧ в имеющейся научно-технической

литературе ограничиваются лишь нижней частью сантиметрового и дециметровым диапазонами [8, 9]. Принимая во внимание данное обстоятельство, а также учитываемые действующие ограничения на поставку в Россию радиоэлектронных устройств и систем двойного назначения [10], практический интерес представляет исследование путей построения сверхширокополосного СВЧ-генератора, обеспечивающего перестройку частоты в пределах октавы (и более) в коротковолновой части сантиметрового диапазона волн и выполненного в рамках доступной гибридной технологии.

Важнейшим этапом разработки подобных устройств является их компьютерное моделирование, необходимое для анализа рассматриваемых схем генератора и создания итоговой топологии устройства. При этом результативность проведенного проектирования в существенной степени определяется адекватностью моделей используемых электронных компонентов. Специфика исследуемого сантиметрового диапазона волн, ограниченные возможности гибридной технологии микросхем, а также сверхширокие (октавные) полосы перестройки выдвигают повышенные требования к точности моделей, используемых на этапе выбора и обоснования схемы ГУН, анализа его основных характеристик и обработки топологии.

Следует отметить, что для целого ряда типов и номиналов электронных компонентов предоставляемая производителями информация носит весьма ограниченный характер либо отсутствует вовсе. Вследствие этого процесс разработки микрополоскового ГУН осложняется еще и необходимостью проведения серии дополнительных экспериментальных исследований [11–14].

В данной статье рассматриваются особенности разработки и реализации сверхширокополосного микрополоскового ГУН на основе SiGe-транзистора, перестраиваемого в полосе частот от 6 до 12 ГГц.

Выбор базовой схемы ГУН

Для выработки требований к количеству управляющих элементов, их параметрам и способам включения, а также для сравнения различных типов активных элементов (АЭ) генератора за основу при анализе была выбрана схема с последовательной обратной связью и нагрузкой в коллекторе [15]. Реактивные двухполюсники $Z_B = jX_B$ и $Z_E = jX_E$ соответственно в базовой и эмиттерной цепях транзистора обладают необходимыми для возникновения генерации сопротивлениями, обеспечивающими отрицательное сопротивление на выходном порту АЭ ($\text{Re}(Z_{Ac}) < 0$), а двухполюсник Z_C в коллекторной цепи моделирует нагрузку с необходимыми согласующими устройствами (рис. 1 а). При этом Z_B , Z_E и Z_C могут включать в себя как по отдельности, так и одновременно управляющие элементы – варикапы.

На первом этапе работы осуществлялось исследование АЭ автогенератора (АГ) в линейном режиме. Такой подход позволяет выбрать рациональную структуру АГ, найти начальные значения требуемых для возникновения автоколебаний реактивностей X_B и X_E , выработать требования к параметрам варикапов, а также в первом приближении оценить диапазон перестройки частоты. При этом рассматривались импедансные

характеристики со стороны коллекторных выводов транзистора.

Для обеспечения режима генерации необходимо, чтобы во всем диапазоне частот выполнялись следующие условия [15]:

$$\begin{cases} \text{Re}(Z_C) + \text{Re}(Z_{Ac}) = 0 \\ \text{Im}(Z_C) + \text{Im}(Z_{Ac}) = 0. \end{cases} \quad (1)$$

Полагая, что при использовании резистивной нагрузки (т. е. при условии $\text{Im}(Z_C) = 0$) первое равенство системы (1) может быть выполнено соответствующим выбором $\text{Re}(Z_C)$, а именно при $\text{Re}(Z_C) < |\text{Re}(Z_{Ac})|$, можно сформулировать условия, позволяющие в линейном режиме приближенно оценить возможную частоту генерации f_0 , а при изменении емкости варикапа – диапазон перестройки частоты автогенератора:

$$\begin{cases} \text{Re}(Z_{Ac}(f_0)) < 0 \\ \text{Im}(Z_{Ac}(f_0)) = 0, \end{cases} \quad (2)$$

$$(3)$$

где Z_{Ac} – импеданс АЭ автогенератора со стороны его коллекторных выводов (см. рис. 1 а). При этом на ожидаемой частоте автоколебаний f_0 должно выполняться условие $\partial \text{Im}(Z_{Ac}(f_0)) / \partial f > 0$.

Использование соотношений (2), (3) позволяет в линейном режиме провести сравнение различных схем ГУН, выбрать исходные варианты построения управляющих цепей, способов их включения в схему генератора, а также выработать предварительные требования к варикапам. Проведенный анализ линейного режима помог определить возможные варианты базовых структур ГУН, характеристики которых в дальнейшем исследовались в стационарном режиме работы генератора. В результате было показано, что для достижения октавных полос перестройки в рассматриваемом частотном диапазоне целесообразно использовать схему ГУН с двумя управляющими элементами в базе и эмиттере транзистора. Данный вариант построения схемы генератора превосходит вариант с одним управляющим элементом по требуемому коэффициенту перекрытия по емкости варикапа $k = C_{V_{\max}}/C_{V_{\min}}$. Так, например, при моделировании варикапа линейной изменяемой емкостью необходимая величина k в двухдиодной схеме оказывается менее 4,8, а

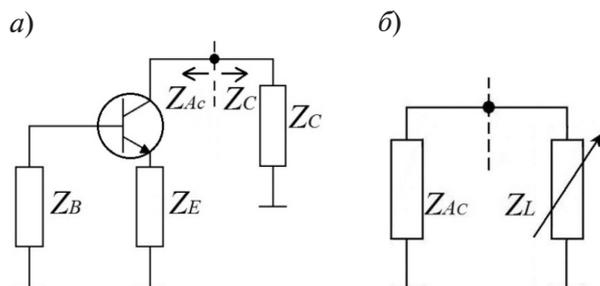


Рис. 1. Упрощенная эквивалентная схема ГУН

Fig. 1. Simplified equivalent circuit of VCO

в схеме с одним варикапом $k \approx 5,5$. В то же время выбранный вариант практически не уступает структуре с тремя варикапами [16], оказываясь существенно проще ее в практической реализации.

Моделирование автогенератора в стационарном режиме позволило определить необходимый тип варикапов, параметры которого дают возможность добиться требуемых перестроечных характеристик устройства. Среди весьма ограниченного набора СВЧ-диодов, обладающих достаточными значениями коэффициента перекрытия по емкости k , можно выделить варикапы серии МА46, выпускаемые компанией МАСОМ [18]. В ряду диодов этой серии имеются высокодобротные ($Q = 3000$) GaAs-варикапы с т. н. «гиперрезким» переходом, выпускаемые в виде удобных для монтажа в гибридных микросхемах flip-chip компонентов и обладающие требуемыми значениями коэффициента перекрытия ($k \approx 6...7$) и минимальной емкости ($C_{\nu\min} < 0,15$ пФ).

Таким образом, на основе проведенных исследований в качестве базовой схемы ГУН была выбрана структура с нагрузкой в коллекторе и двумя перестраиваемыми цепями, построенными на основе варикапов серии МА46, включаемых в эмиттерную и базовую цепи транзистора (двухполюсники Z_B и Z_E на рис. 1 а).

Разработка микрополосковой схемы генератора

Результаты анализа стационарно-

го режима ГУН, проведенного на основе его упрощенной эквивалентной схемы (рис. 1 а), позволили приступить к разработке схемы генератора на базе модели, учитывающей влияние отрезков микрополосковой линии (МПЛ) и «паразитных» параметров используемых SMD-компонентов. Построение такой модели подразумевает использование достоверных экспериментальных данных о параметрах всех компонентов ГУН или их эквивалентных схем, адекватным образом описывающих характеристики этих компонентов в рассматриваемом частотном диапазоне. Однако вследствие того, что характеристики значительной части используемых электронных компонентов генератора отсутствуют в свободном доступе, а имеющиеся в наличии часто требуют своего экспериментального уточнения, для построения адекватной модели микрополоскового ГУН потребовалось проведение большого объема измерений в сантиметровом диапазоне волн частотных характеристик целого ряда SMD-компонентов: конденсаторов, резисторов, катушек индуктивностей, варикапов [13, 14].

На рис. 2 в качестве примера приведено семейство частотных зависимостей мнимой составляющей $\text{Im}(Z_\nu)$ полного сопротивления варикапа МА46Н120 для нескольких значений управляющего напряжения U_ν , полученное на основе измерений S-параметров диода, включенного в разрыв МПЛ.

На основе данного и аналогичных из-

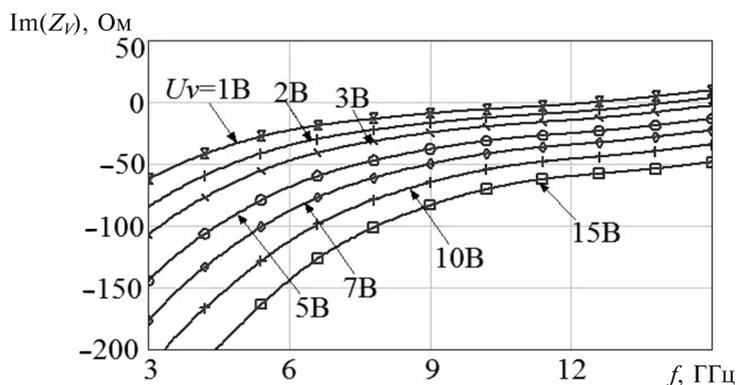


Рис. 2. Частотные зависимости мнимой составляющей сопротивления варикапа

Fig. 2. Imaginary part of varicap impedance vs frequency

мерений импедансных характеристик других элементов были внесены существенные коррективы в модели ряда компонентов ГУН, а также разработаны эквивалентные схемы для компонентов, их не имеющих.

Исследование стационарного режима ГУН на основе его модели, отражающей особенности реализуемой топологии микрополосковой схемы, а также учитывающей результаты экспериментальных исследований SMD-компонентов, показало, что внесенные в модель ГУН коррективы существенно затрудняют достижение необходимых характеристик устройства. Так, уже на этапе линейного анализа реализация условий (2) и (3) оказалась весьма затруднительна, поскольку указанное уточнение модели привело к существенному уменьшению модуля отрицательного сопротивления АЭ ГУН ($|\operatorname{Re}(Z_{Ac})|$), а также к увеличению нелинейности частотной зависимости его импеданса. В результате получение отрицательного вещественного сопротивления $\operatorname{Re}(Z_{Ac})$ при одновременном достижении условия (3) во всем требуемом частотном диапазоне оказалось невозможным для физически реализуемых параметров схемы генератора. Следствием этого стало нарушение непрерывности перестройки ГУН в рассматриваемом диапазоне частот.

Для решения задачи разработки микрополосковой схемы генератора, обладающего непрерывной перестройкой, проведено исследование влияния нагрузки на характеристики стационарного режима. Целью такого исследования являлось построение выходной согласующе-трансформирующей цепи (СТЦ), использование которой в схеме ГУН обеспечивает выполнение условий генерации (1) в требуемом частотном диапазоне.

На рис. 1 б приведена упрощенная эквивалентная схема генератора, на основе которой проводилось указанное выше исследование. В данной схеме символами Z_{Ac} и Z_L обозначены импедансы соответственно АЭ генератора со стороны коллекторных выводов и его нагрузки. При этом двухполюсник Z_{Ac} включает в себя полную эквивалентную схему ГУН, учитывающую

особенности его микрополосковой топологии, а двухполюсник Z_L моделирует варьируемую комплексную (в общем случае) нагрузку генератора, представляемую в виде идеализированных R -, RL - или RC -цепей, в которых можно произвольным образом изменять как вещественную составляющую полного сопротивления Z_L , так и величину и знак ее мнимой части с помощью реактивностей L и C .

Для определения требуемой частотной характеристики выходной цепи ГУН использовалась следующая методика компьютерного эксперимента. В каждой точке диапазона изменения управляющего напряжения U_p , подаваемого на варикапы, путем варьирования значений R -, L -, C -элементов двухполюсника Z_L (рис. 1 б) осуществлялся поиск параметров нагрузочной цепи ГУН, обеспечивающей решение уравнений автоколебаний (1). В результате многократного анализа стационарного режима работы схемы ГУН, включающей в себя идеализированную варьируемую нагрузку Z_L (см. рис. 1 б), формировались требуемые импедансные характеристики выходной цепи, обеспечивающей возможность непрерывной перестройки частоты в исследуемом диапазоне от 6 до 12 ГГц.

В результате это позволило оценить необходимые импедансные характеристики АЭ ГУН, обеспечивающие непрерывную перестройку частоты в диапазоне от 6 до 12 ГГц. Было установлено, что частотные зависимости импеданса выходной согласующей цепи ГУН должны обладать сложным и существенно немоноотонным характером.

Так, например, при использовании чисто вещественной нагрузки получение удовлетворительных характеристик перестройки во всем диапазоне частот от 6 до 12 ГГц оказывается весьма затруднительно вследствие существенного (в несколько раз) изменения величины вещественной составляющей импеданса АЭ в рассматриваемом диапазоне частот. На рис. 3 приведены зависимости частоты f и мощности P автоколебаний ГУН от активной части нагрузки R ($Z_L = R$, рис. 1 б) для нескольких значений управляющего напряжения, подаваемого на

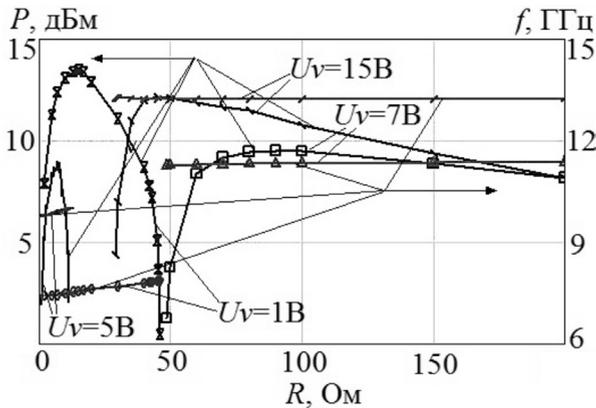


Рис. 3. Зависимости выходной мощности P и частоты колебаний f от величины нагрузки R

Fig. 3. Power output P and oscillation frequency f vs load resistance R

варикапы: $U_v = 1$ В, 5 В, 7 В, 15 В. Представленные на графике характеристики получены для случая отсутствия мнимой составляющей нагрузки: $\text{Im}(Z_L) = 0$.

Как видно из рис. 3, для обеспечения генерации во всем диапазоне изменения управляющего напряжения U_v необходима резистивная нагрузка с существенно нелинейной частотной характеристикой. Так, например, при больших значениях напряжения $U_v = 7$ –15 В оптимальные величины нагрузки R оказываются большими, чем 40–50 Ом. При этом, например, для $U_v = 15$ В возможно увеличение R до величин 150–200 Ом и даже более – в этом случае мощность выходного колебания снижается лишь на 3 дБ по сравнению с максимальным значением. Уменьшение же R менее 35 Ом приводит к срыву генерации. Для $U_v = 7$ В минимально допустимые значения сопротивления нагрузки оказываются еще выше: $R \geq 50$ Ом.

В то же время в нижней части частотного диапазона ($U_v = 1$ В) требования к сопротивлению нагрузки оказываются диаметрально противоположными: оптимальный диапазон R составляет 7–20 Ом. При больших значениях сопротивления нагрузки ($R > 45$ Ом) генерация невозможна. Данную ситуацию усугубляет тот факт, что в середине диапазона перестройки ($U_v = 5$ В) требуются сверхмалые значения

нагрузочного сопротивления $R = 5$ –7 Ом (см. рис. 3). При $R > 11$ –12 Ом на этих частотах условия генерации не выполняются. Таким образом, для реализации непрерывной перестройки необходимо создание резистивной нагрузки, величина сопротивления которой изменялась бы более чем на порядок в рассматриваемом частотном диапазоне, что, по всей вероятности, не представляется практически осуществимым в диапазоне СВЧ.

Для поиска путей построения потенциально реализуемой нагрузочной цепи, обеспечивающей необходимые условия генерации во всей требуемой полосе частот, было проведено исследование влияния реактивной составляющей нагрузки генератора на его характеристики в каждой точке диапазона изменения управляющего напряжения, подаваемого на варикапы. В результате было установлено, что добавление реактивной компоненты нагрузочного сопротивления позволяет реализовать режим автоколебаний при менее жестких требованиях к вещественной составляющей нагрузки Z_L , что дает возможность искать пути построения микрополосковых цепей ГУН, обладающих соответствующими характеристиками.

На рис. 4 приведены зависимости частоты и мощности выходного колебания ГУН от величины мнимой составляющей полного сопротивления выходной согласующей цепи генератора для нескольких значений управляющего напряжения, подаваемого на варикапы ($U_v = 1$ В, 7 В, 15 В). Приведенные характеристики получены при $\text{Re}(Z_L) = 20$ Ом.

Следует отметить, что для некоторых вариантов схем использование произвольной чисто вещественной нагрузки и вовсе не позволяет обеспечить условия генерации в определенных точках рассматриваемого частотного диапазона.

Проведенные исследования показали, что на границах частотного диапазона в области малых ($U_v = 1$ –2 В, рис. 4 а) и больших ($U_v > 11$ –12 В, рис. 4 в) управляющих напряжений требуется комплексная нагрузка с реактивностью индуктивного характера ($\text{Im}(Z_L) > 0$), а в

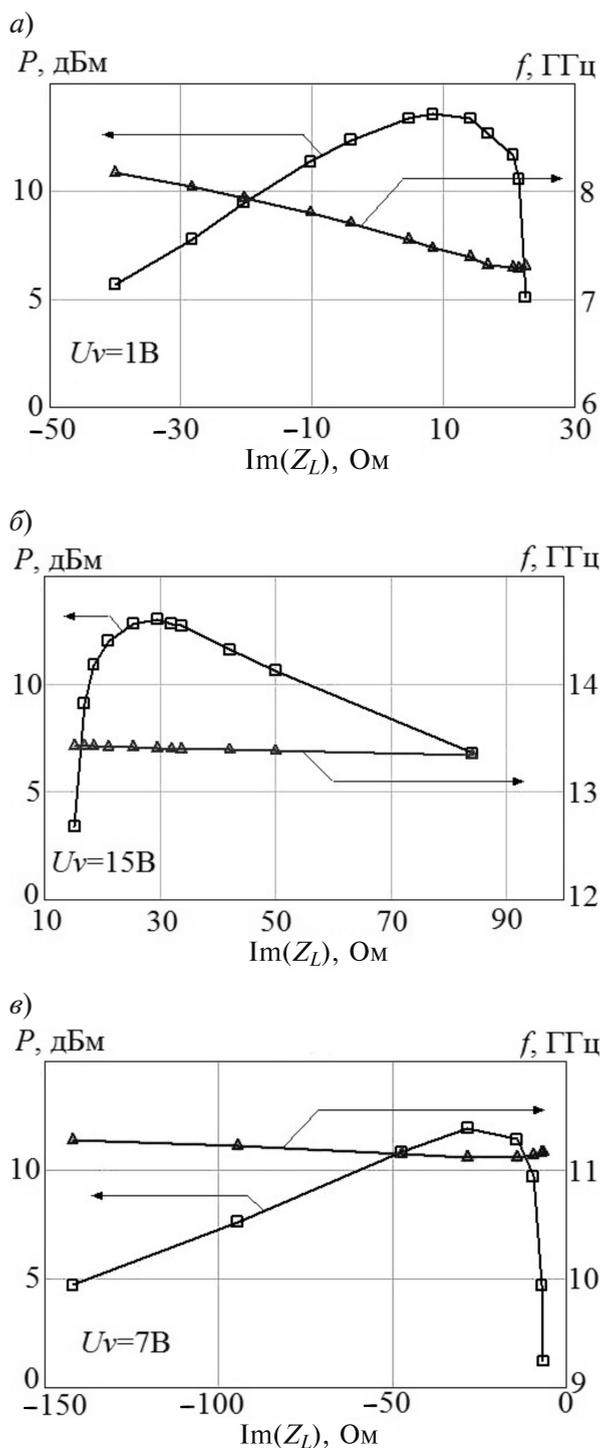


Рис. 4. Зависимости выходной мощности P и частоты колебаний f от величины мнимой составляющей нагрузки Z_L

Fig. 4. Power output P and oscillation frequency f vs imaginary part of load impedance Z_L

средней части рассматриваемого диапазона ($U_v = 5-7\text{ В}$, рис. 4 б) необходимо использовать нагрузку с реактивностью емкостного типа ($\text{Im}(Z_L) < 0$).

Таким образом, использование комплексной нагрузки ГУН со специальным законом изменения ее реактивной составляющей дает возможность удовлетворить условиям генерации (1) во всей требуемой полосе частот при реализуемых значениях ее вещественной компоненты (20–40 Ом).

Проведенное исследование влияния выходной цепи генератора на характеристики автоколебаний, выполненное на основе модели на рис. 1 б), позволило сформулировать требования к импедансным характеристикам нагрузки, необходимым для функционирования ГУН. На основе данных требований были определены ориентировочные границы допустимых областей изменения вещественной $\text{Re}(Z_L)$ и мнимой $\text{Im}(Z_L)$ составляющих полного сопротивления Z_L выходной цепи генератора, представленные на рис. 5. Цифрой 1 обозначены примерные границы диапазона изменения $\text{Re}(Z_L)$, а цифрой 2 – $\text{Im}(Z_L)$.

Полученные ограничения использовались при реализации процедуры синтеза согласующе-трансформирующих цепей, выполненных в рамках гибридной технологии. В дополнение к ограничениям на входной импеданс согласующей цепи Z_L (см. рис. 5) при их построении также учитывалось условие $|S_{21}| < \delta$, где S_{21} – элемент волновой матрицы рассеяния синтезируемой цепи, задающий коэффициент передачи СТЦ, а величина δ определяет степень необходимой развязки генератора с нагрузкой ($\delta = 0,2-0,4$).

Используя такой подход, удалось определить несколько вариантов построения «сложных» выходных СТЦ ГУН, применение которых в схеме генератора позволяет добиться непрерывной перестройки в рассматриваемом диапазоне частот. Импедансные характеристики некоторых таких цепей приведены на рис. 5. Разработанные СТЦ выполнены на основе отрезков МПЛ с использованием SMD-резисторов и конденсаторов.

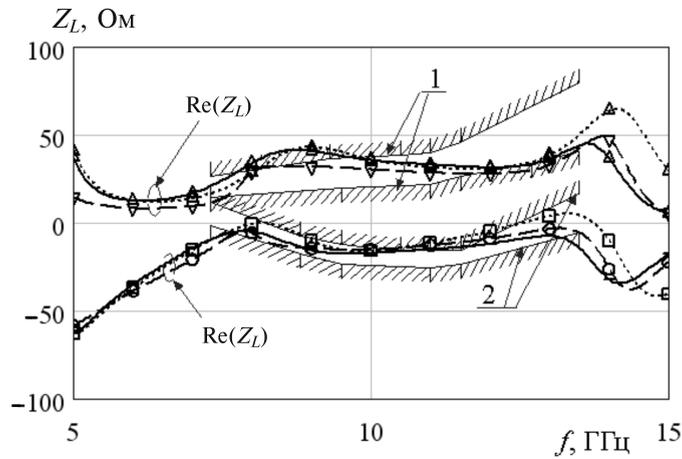


Рис. 5. Импедансные характеристики нагрузочной цепи ГУН

Fig. 5. Impedance characteristics of the VCO load circuit

Результаты измерения характеристик ГУН

На основе разработанной схемы генератора, включающей в себя найденные структуры выходной СТЦ, было создано несколько вариантов топологии микрополоскового ГУН. Платы генератора реализованы на основе ламинированного СВЧ-материала серии RO4350B с применением дискретных компонентов типоразмеров 0201 и 0402. В качестве АЭ ГУН использован гетеропереходный биполярный SiGe-транзистор NESG3031M14 [18], а в качестве управля-

ющих элементов – варикапы серии MA46 компании MACOM [17].

Экспериментальные исследования позволили уточнить параметры элементов ГУН. На рис. 6 приведены характеристики одного из вариантов автогенератора.

Как видно из графика, приведенного на рисунке, разработанный ГУН обеспечивает перестройку частоты в пределах от 6 до 12,5 ГГц при изменении управляющего напряжения в диапазоне от 1 до 15 В со средним уровнем выходной мощности порядка 2 дБм.

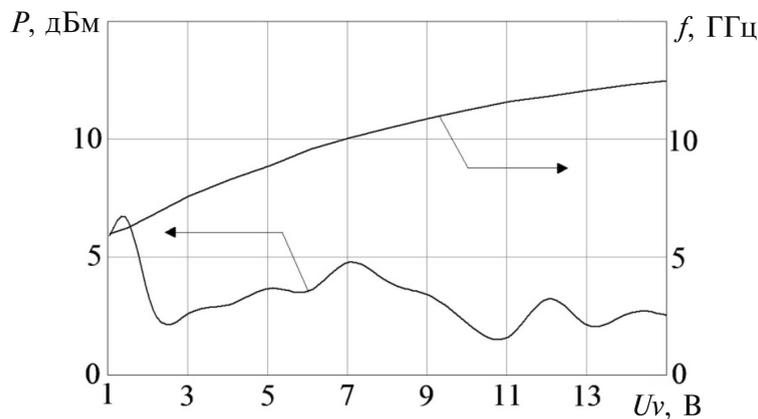


Рис. 6. Зависимости выходной мощности P и частоты колебаний f ГУН от управляющего напряжения U_v

Fig. 6. Power output P and oscillation frequency f vs control voltage U_v

Заключение

В результате проведенных исследований сверхширокополосного ГУН с октавной перестройкой частоты в диапазоне от 6 до 12 ГГц, выполненного по гибридной технологии с использованием стандартных промышленно выпускаемых электронных компонентов, развита методика разработки генератора в части создания выходных согласующе-трансформирующих цепей, обеспечивающих непрерывную перестройку в рассматриваемом диапазоне частот. Показано, что для получения требуемых параметров ГУН требуются выходные цепи специального вида, формирующие в пло-

скости их подключения к генератору комплексное сопротивление нагрузки, у которого мнимая составляющая меняет свой знак в диапазоне перестройки.

Образец разработанного ГУН, реализованный на основе стандартных электронных компонентов, позволяет перестраивать частоту выходного колебания в пределах от 6 до 12 ГГц при изменении управляющего напряжения, подаваемого на варикапы, в диапазоне от 1 до 13 В включительно со средним уровнем выходной мощности порядка 2 дБм, что соответствует аналогичным параметрам интегральных схем зарубежного производства [6, 7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Chenakin A.** Frequency synthesis: current status and future projections // *Microwave Journal*. 2017. Vol. 60. No. 4. Pp. 22–36.
2. **Chenakin A.** Frequency synthesizers: concept to product. Artech House, Inc., 2011. 254 p.
3. **Chenakin A.** Select a VCO or YIG for a PLL synthesizer // *Microwaves and RF*. 2016. Vol. 55. No. 2. Pp. 2–6.
4. **Khanna A.P.S.** State of the art in microwave VCOs // *Microwave Journal*. 2015. No. 5. Pp. 23–40.
5. **Горевой А.В.** Выбор генераторов для построения маломощных СВЧ-синтезаторов // *Компоненты и технологии*. 2012. № 6. С. 12–17.
6. **HMC732LC4B.** Wideband MMIC VCO with Buffer Amplifier // URL: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc732.pdf> (Дата обращения: 08.11.2017).
7. **MAOC-409000.** Broadband Voltage Controlled Oscillator 6-12 GHz // URL: https://cdn.macom.com/datasheets/MAOC-409000_V3P.pdf (Дата обращения: 08.11.2017).
8. **Naik M.R., Vithalani C.H.** Wideband local oscillator design for wideband transceivers // *Proc. of 2011 IEEE Internat. RF and Microwave Conf. Malaysia*, 2011. Pp. 33–36.
9. **Горевой А.** Генератор диапазона 1-2 ГГц с повышенной крутизной регулировочной характеристики // *Доклады ТУСУР*. 2011. № 1(23). С. 44–49.
10. **Кочемасов В., Строганова Е.** Электронные компоненты иностранного производства. Ограничение экспорта в Россию // *Электрони-*
- ка НТБ. 2013. № 1. С. 125–129.
11. **Stauffer G.H.** Finding the lumped element varactor diode model // *High Frequency Electronics*. 2003. Vol. 2. No. 6. Pp. 22–28.
12. **Sun W.** Accurate EM simulation of SMT components in RF designs // *Proc. of the 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symp. USA*, 2017. Pp.140–143.
13. **Мальшев В.М., Матвеев Ю.А., Никитин А.Б., Худяков А.В.** Выбор варактора для широкополосного перестраиваемого генератора // *Материалы междунар. науч.-техн. конф. Актуальные проблемы электронного приборостроения*. 2014. Т. 1. С. 34–41.
14. **Никитин А.Б., Хабитуева Е.И.** СВЧ-модель бескорпусного резистора // *Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление*. 2015. № 5 (229). С. 39–46. DOI: 10.5862/JCSTCS.229.4
15. **Grebennikov A.V.** RF and Microwave. Transistor Oscillator Design. John Wiley & Sons, Ltd., 2007. 441 p.
16. **Tsuru M., Kawakami K., Tajima K., Miyamoto K., Nakane M., Itoh K., Miyazaki M., Isota Y.** A Triple-Tuned Ultra-Wideband VCO // *IEEE Trans. on MTT*. 2008. Vol. 56. No. 2. Pp. 346–354.
17. **MA46 Series** // URL: <https://cdn.macom.com/datasheets/MA46%20Series.pdf> (Дата обращения: 15.11.2017).
18. **NPNSiliconGermaniumRFTransistorNE SG3031M14** // URL: <http://www.cel.com/pdf/datasheets/nsg3031m14.pdf> (Дата обращения: 09.11.2017).

Статья поступила в редакцию 04.11.2017.

REFERENCES

1. **Chenakin A.** Frequency synthesis: current status and future projections. *Microwave Journal*, 2017, Vol. 60, No. 4, Pp. 22–36.
2. **Chenakin A.** *Frequency synthesizers: concept to product*. Artech House, Inc., 2011, 254 p.
3. **Chenakin A.** Select a VCO or YIG for a PLL synthesizer. *Microwaves and RF*, 2016, Vol. 55, No. 2, Pp. 2–6.
4. **Khanna A.P.S.** State of the art in microwave VCOs. *Microwave Journal*, 2015, No. 5, Pp. 23–40.
5. **Gorevoy A.V.** Vybor generatorov dlya postroyeniya maloshumyashchikh SVCh-sintezatorov [Select an oscillator for a low noise microwave synthesizer]. *Komponenty i tekhnologii [Components & Technologies]*, 2012, No. 6, Pp. 12–17. (rus)
6. **HMC732LC4B.** *Wideband MMIC VCO with Buffer Amplifier*. Available: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc732.pdf> (Accessed: 08.11.2017).
7. **MAOC-409000.** *Broadband Voltage Controlled Oscillator 6-12 GHz*. Available: https://cdn.macom.com/datasheets/MAOC-409000_V3P.pdf (Accessed: 08.11.2017).
8. **Naik M.R., Vithalani C.H.** Wideband local oscillator design for wideband transceivers. *Proceedings of 2011 IEEE International RF and Microwave Conference*, Malaysia, 2011, Pp. 33–36.
9. **Gorevoy A.** Generator diapazona 1-2 GHz s povyshennoy krutiznoy regulirovochnoy kharakteristiki [VCO 1-2 GHz with increased tuning sensitivity]. *Doklady TUSUR [Proceedings of TUSUR Journal]*, 2011, No. 1(23), Pp. 44–49. (rus)
10. **Kochemasov V., Stroganova Ye.** Elektronnyye komponenty inostrannogo proizvodstva. Ogranicheniye eksporta v Rossiyu [Foreign-made electronic components. Russian exports restriction]. *Elektronika NTB [Electronics: STB]*, 2013, No. 1, Pp. 125–129. (rus)
11. **Stauffer G.H.** Finding the lumped element varactor diode model. *High Frequency Electronics*, 2003, Vol. 2, No. 6, Pp. 22–28.
12. **Sun W.** Accurate EM simulation of SMT components in RF designs. *Proceedings of the 2017 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, USA, 2017, Pp. 140–143.
13. **Malyshev V.M., Matveyev Yu.A., Nikitin A.B., Khudyakov A.V.** Vybor varaktora dlya shirokopolosnogo perestraivayemogo generatora [A varactor diodes selection for the broadband microwave voltage controlled oscillator]. *Proceedings of 2014 International Conference on Actual Problems of Electron Devices Engineering*, Saratov, Russian Federation, 2014, Vol. 1, Pp. 34–41. (rus)
14. **Nikitin A.B., Khabituyeva Ye.I.** A Surface mount chip resistor model. *St. Petersburg State Polytechnical University Journal. Computer Science. Telecommunications and Control System*, 2015, No. 5(229), Pp. 39–46. (rus) DOI: 10.5862/JCSTCS.229.4
15. **Grebennikov A.V.** *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*. John Wiley & Sons, Ltd., 2007, 441 p.
16. **Tsuru M., Kawakami K., Tajima K., Miyamoto K., Nakane M., Itoh K., Miyazaki M., Isota Y.** A Triple-Tuned Ultra-Wideband VCO. *IEEE Trans. on MTT*, 2008, Vol. 56, No. 2, Pp. 346–354.
17. **MA46 Series.** Available: <https://cdn.macom.com/datasheets/MA46%20Series.pdf> (Accessed: 15.11.2017).
18. **NPN Silicon Germanium RF Transistor NESG3031M14.** Available: <http://www.cel.com/pdf/datasheets/nsg3031m14.pdf> (Accessed: 09.11.2017).

Received 04.11.2017.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ / THE AUTHORS

НИКИТИН Александр Борисович

NIKITIN Aleksandr B.

E-mail: nikitin@mail.spbstu.ru

ХАБИТУЕВА Екатерина Исаковна

KHABITUEVA Ekaterina I.

E-mail: basilliounderground@mail.ru