

Math-Net.Ru

Общероссийский математический портал

В. М. Малышев, А. Б. Никитин, Моделирование автогенераторов в системах автоматизированного проектирования,
Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление, 2016, выпуск 1, 15–22

<https://www.mathnet.ru/ntitu141>

Использование Общероссийского математического портала Math-Net.Ru подразумевает, что вы прочитали и согласны с пользовательским соглашением

<https://www.mathnet.ru/rus/agreement>

Параметры загрузки:

IP: 18.97.9.175

17 мая 2025 г., 21:49:02



**МОДЕЛИРОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ
В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ**

V.M. Malyshev, A.B. Nikitin

AN OSCILLATOR DESIGNING USING CAD SIMULATION

Рассмотрены особенности моделирования твердотельных автогенераторов в системе автоматизированного проектирования СВЧ-устройств Microwave Office. Описаны основные причины, не позволяющие получить на практике достоверные характеристики при анализе стационарного режима автогенератора. На основе ряда примеров моделей генераторов даны практические рекомендации, позволяющие повысить достоверность результатов, получаемых при моделировании автогенераторов в системе Microwave Office.

АВТОГЕНЕРАТОР; ТРАНЗИСТОР; ОТРИЦАТЕЛЬНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ; СВЧ.

The CAD simulation of solid-state oscillators is considered in this article. A negative resistance concept is frequently utilized to design series feedback microwave transistor oscillator. The article discusses using nonlinear design tools for negative resistance oscillator simulation. It describes the main reasons of simulation failure for microwave oscillator design: the position of the oscillator probe in the circuit, the values of the oscillator probe parameters. As illustrated by a number of examples of oscillator models, small-signal negative resistance simulation results can be used for correct placing of oscillator probe in the circuit. These results can be used for enhancing the validity of steady-state oscillation detection using CAD simulation of solid-state oscillators.

OSCILLATOR; TRANSISTOR; NEGATIVE RESISTANCE; MICROWAVES.

В диапазоне СВЧ в качестве твердотельных источников колебаний в настоящее время широко используются автогенераторы на транзисторах различных типов [1–4]. Разработка таких генераторов требует проведения моделирования с использованием сложных эквивалентных схем активных элементов, учета «паразитных» параметров других компонентов устройства. Данные факторы, а также специфика частотного диапазона предполагают использование при проектировании таких автогенераторов методов компьютерного моделирования.

Многие современные системы автоматизированного проектирования СВЧ-устройств имеют в своем составе средства, позволяющие проводить анализ режима автоколебаний [5–7]. Одна из наиболее широко используемых и популярных у разработчиков систем такого рода – пакет Microwave Office (MWO) от National Instruments [5]. В процессе разработки с помощью MWO появляется возможность провести анализ характеристик стационарного режима автоколебаний при их наличии или же скорректировать надлежащим образом схему генератора в случае диагностирова-

ния автоматизированной системой отсутствия условий существования генерации. Однако, как показывает практика работы в Microwave Office, при моделировании автогенераторов нередки ситуации, когда диагностирование системой отсутствия автоколебаний вызвано не действительной невозможностью выполнения исследуемой схемой функций автогенератора (например, из-за отсутствия решений уравнений стационарного режима, нарушения условий устойчивости и т. п.), а связано с нарушением условий сходимости используемого симулятором MWO алгоритма при наличии на самом деле в схеме условий существования генерации. Это обстоятельство требует дополнительных исследований и затрудняет процесс разработки твердотельных автогенераторов.

В данной статье рассматриваются особенности моделирования транзисторных СВЧ-генераторов в системе MWO, предлагаются подходы, позволяющие повысить надежность получаемых результатов.

Для нахождения характеристик стационарного режима автогенератора при его моделировании в Microwave Office используется специальный инструмент – так называемый *генераторный зонд* (Oscarprobe). Этот генераторный зонд представляет собой специальный двухполюсник, который необходимо поместить в схему проектируемого устройства. При этом, как следует из описания системы Microwave Office, чтобы диагностировать наличие автоколебаний в системе, рекомендуется подключать генераторный зонд к узлу ветви, соединяющей активный элемент и резонансную нагрузочную цепь автогенератора [5]. На рис. 1

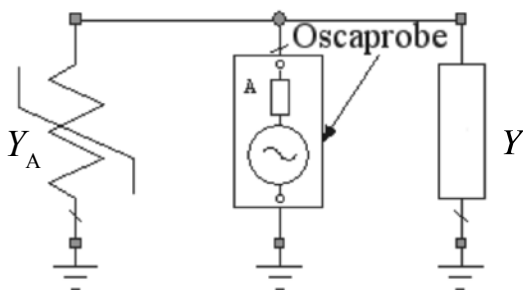


Рис. 1. Схема включения генераторного зонда

приведена упрощенная эквивалентная схема автогенератора на двухполюснике с отрицательным сопротивлением, иллюстрирующая работу генераторного зонда.

На схеме обозначены: Y_A – нелинейная отрицательная проводимость двухполюсного активного элемента (АЭ); Y – полная проводимость линейной части схемы автогенератора, включающей в себя колебательную систему и нагрузку; Oscarprobe – генераторный зонд, используемый в MWO для анализа стационарного режима автоколебаний.

Зонд Oscarprobe включается между АЭ и линейной частью схемы. Он позволяет осуществлять поиск результирующей частоты генерации, определяет выходную мощность, позволяет анализировать спектральные характеристики автогенератора. Этот инструмент включает в себя источник синусоидального напряжения. Причем внутреннее сопротивление $Z(\omega)$ этого источника таково, что оно выполняет короткое замыкание на частоте генерации ω_0 и размыкает цепь на всех других частотах [5]:

$$Z(\omega) = 0 \text{ при } \omega = \omega_0;$$

$$Z(\omega) = \infty \text{ при } \omega \neq \omega_0.$$

Такая комбинация источника вместе с его изменяемым внутренним сопротивлением, отмеченная на рис. 1, и представляет собой в первом приближении генераторный зонд. Если напряжение зонда точно равно комплексной амплитуде установившегося режима в узле подключения, то в этом случае через зонд на данной частоте ω_0 никакие токи протекать не будут. Следовательно, для нахождения характеристик стационарного режима автогенератора с помощью Oscarprobe нужно сделать следующее:

соединить генераторный зонд с подходящим узлом цепи;

найти амплитуду и частоту источника колебаний, для которых результирующий ток, протекающий через зонд, равен нулю [5]. В MWO специальный алгоритм варьирует параметры зонда с целью нахождения точного решения на основе заданного начального приближения.

На процесс нахождения характеристик стационарного режима автогенератора существенное влияние оказывает выбор точки подключения зонда, рациональное задание значений его параметров. Как уже было отмечено выше, в описании к автоматизированной системе MWO рекомендуется включать генераторный зонд между активным элементом и колебательной системой автогенератора [5]. Если для простых схем, выполненных на основе двухполюсных активных элементов с отрицательным сопротивлением (например, генераторных диодах), такая рекомендация однозначно определяет узел для включения измерительного зонда (рис. 1), то применительно к автогенераторам на транзисторах разделить в схеме активный элемент и колебательную систему часто оказывается не так просто.

В научно-технической литературе приводятся модели генераторов, в которых измерительный зонд подключается к различным выводам транзисторного активного элемента. Так, например, в [5] представлена схема автогенератора с зондом, подключаемым к затвору полевого транзистора, а в [8] — к базе биполярного транзистора. В то же время в работе [9] при рассмотрении примера проектирования в среде MWO перестраиваемого СВЧ-генератора на биполярном транзисторе генераторный зонд подключается к эмиттерному выводу активного элемента.

Отсутствие научного обоснования и строгих технических рекомендаций по способу включения измерительного зонда в схему транзисторного автогенератора затрудняет процедуру его анализа и разработки. Данное обстоятельство может усугубляться, например, в широкополосных электрически перестраиваемых генераторах наличием нескольких управляющих частотой элементов, а также усложнением эквивалентной схемы устройства из-за необходимости учета на СВЧ дополнительных реактивных элементов, возникающих в местах соединений.

Прежде чем приступить к исследованию особенностей использования измерительного зонда в системе MWO, рассмотрим основные принципы работы транзисторных СВЧ-автогенераторов на основе метода, базирующегося на анализе двухполюсников с

отрицательным сопротивлением. При таком подходе к одному из двух портов транзистора подключается цепь, обеспечивающая появление на другом (нагрузочном) порту отрицательного сопротивления на требуемой частоте [1–3]. В этом случае нагрузочный двухполюсник проектируется таким образом, чтобы были выполнены условия генерации. На рис. 2 приведены упрощенные эквивалентные схемы автогенераторов на двухполюсниках с отрицательной проводимостью (двухполюсник, управляемый напряжением) (рис. 2 а) и отрицательным сопротивлением (двухполюсник, управляемый током) (рис. 2 б).

На схемах использованы следующие обозначения:

$$Y_A(U_1, \omega) = G_A(U_1, \omega) + jB_A(U_1, \omega),$$

$$Z_A(I_1, \omega) = R_A(I_1, \omega) + jX_A(I_1, \omega),$$

$$Y(\omega) = G(\omega) + jB(\omega), \quad Z(\omega) = R(\omega) + jX(\omega),$$

где $Y_A(U_1, \omega)$ и $Z_A(I_1, \omega)$ — соответственно, полная проводимость и сопротивление активного двухполюсника, а $Y(\omega)$ и $Z(\omega)$ — проводимость и сопротивление линейной части схемы; U_1, I_1 — амплитуды напряжения и тока первой гармоники (рис. 2).

Условия существования стационарного режима в схемах на рис. 2 запишем в следующем виде [1, 3, 10]:

$$Y_A(U_1, \omega) + Y(\omega) = 0, \quad (1)$$

$$Z_A(I_1, \omega) + Z(\omega) = 0. \quad (2)$$

Наряду с условиями (1), (2) в автоколебательных системах должны быть выполнены условия самовозбуждения $G_{A0} + G < 0$ или $R_{A0} + R < 0$, где G_{A0} и R_{A0} — дифференциальные значения вещественной составляющей иммитанса активного двухполюсника в рабочей точке.

Решение уравнений (1), (2) позволяет найти амплитуду и частоту первой гармоники автоколебаний.

Как известно, для устойчивости найденных решений необходимо, чтобы на частоте автоколебаний были справедливы следующие неравенства:

$$\frac{\partial G_A}{\partial U_1} \cdot \frac{\partial (B_A + B)}{\partial \omega} - \frac{\partial (G_A + G)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial B_A}{\partial U_1} > 0, \quad (3)$$

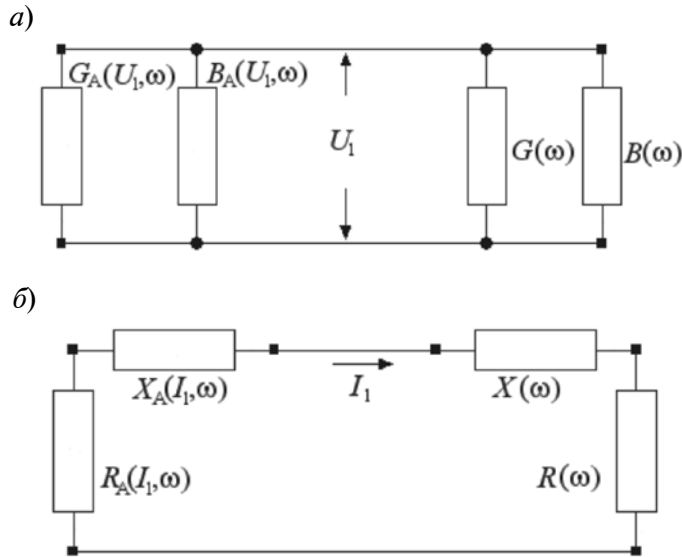


Рис. 2. Эквивалентные схемы автогенераторов на двухполюсниках с отрицательными проводимостью и сопротивлением

$$\frac{\partial R_A}{\partial I_1} \cdot \frac{\partial(X_A + X)}{\partial \omega} - \frac{\partial(R_A + R)}{\partial \omega} \cdot \frac{\partial X_A}{\partial I_1} > 0, \quad (4)$$

$$\frac{\partial(B + B_A)}{\partial \omega} > 0, \quad \frac{\partial(X + X_A)}{\partial \omega} > 0. \quad (6)$$

где производные рассчитываются для значений частоты и амплитуды, являющихся решениями систем (1) и (2) [1, 3, 10]. В случае резистивного нелинейного элемента ($B_A = 0, X_A = 0$) или слабой зависимости от частоты вещественных составляющих суммарного иммитанса $G(\omega) + G_A(\omega)$ и $R(\omega) + R_A(\omega)$ вторыми слагаемыми в левых частях неравенств (3), (4) можно пренебречь:

$$\begin{aligned} \frac{\partial G_A}{\partial U_1} \cdot \frac{\partial(B + B_A)}{\partial \omega} > 0, \\ \frac{\partial R_A}{\partial I_1} \cdot \frac{\partial(X + X_A)}{\partial \omega} > 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Зависимости $G_A(U_1)$, $R_A(I_1)$ определяются механизмом ограничения амплитуды нелинейным АЭ. Для двухполюсников, управляемых напряжением (с динамической вольт-амперной характеристикой N -типа), должно выполняться неравенство $\frac{\partial G_A}{\partial U_1} > 0$, а для двухполюсников, управляемых током (с динамической вольт-амперной характеристикой S типа), — неравенство $\frac{\partial R_A}{\partial I_1} > 0$ [3, 10]. В этом случае из (5) следуют неравенства:

Как правило, частотной зависимостью реактивностей АЭ $B_A(\omega)$ и $X_A(\omega)$ можно пренебречь по сравнению с аналогичными зависимостями реактивных составляющих иммитанса колебательной системы генератора $B(\omega)$ и $X(\omega)$. Для резистивного нелинейного элемента $B_A(\omega)$ и $X_A(\omega)$ равны нулю. В результате неравенства (6) для АЭ с нелинейностями, соответственно, N и S типа упрощаются:

$$\frac{\partial B}{\partial \omega} > 0 \text{ и } \frac{\partial X}{\partial \omega} > 0.$$

Это означает, что для автогенераторов на двухполюснике с отрицательной проводимостью (N типа) необходима колебательная система с резонансом типа параллельного контура (рис. 2 а), а на двухполюснике с отрицательным сопротивлением (S типа) — колебательная система с резонансом типа последовательного контура (рис. 2 б).

На рис. 3 представлена упрощенная эквивалентная схема транзисторного автогенератора с так называемый *последовательной обратной связью* [1–3].

На схеме Z_1, Z_2, Z_3 обозначают двухполюсные элементы, подключаемые, соответственно, к базовому, коллекторному и

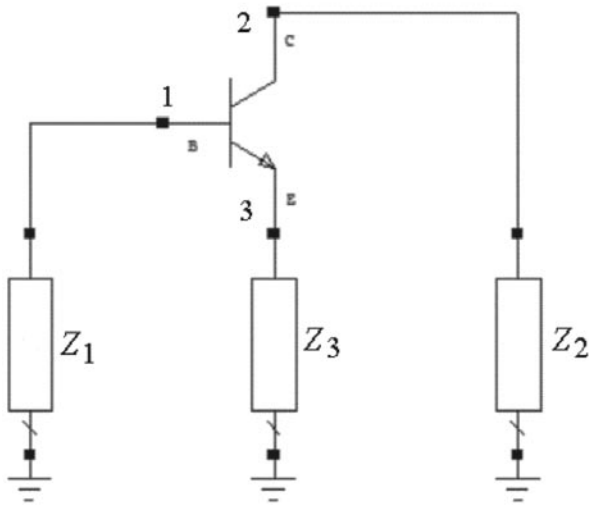


Рис. 3. Упрощенная эквивалентная схема транзисторного автогенератора

эмиттерному выводам транзистора. Эти двухполюсники включают в себя реактивности, необходимые для обеспечения условий генерации. Кроме того, один из них, например Z_2 , еще и сопротивление нагрузки.

При использовании концепции нелинейного двухполюсника с отрицательным сопротивлением, разработку транзисторного автогенератора часто осуществляют в два этапа: анализ в линейном и нелинейном режимах. На первом этапе исследуются импедансные характеристики активного элемента генератора (часть схемы, включающей в себя транзистор) в линейном режиме с целью создания схемы, обеспечивающей отрицательную вещественную составляющую входного иммитанса АЭ. На втором этапе (нелинейный анализ) для полученной схемы автогенератора исследуются характеристики его стационарного режима. На рис. 4 а приведены частотные зависимости вещественной $\text{Re } Z_C$ и мнимой составляющих $\text{Im } Z_C$ входного сопротивления АЭ автогенератора на сверхвысокочастотном гетеропереходном SiGe-транзисторе со стороны его коллекторного вывода в линейном режиме.

Как видно из представленных зависимостей, при соответствующем выборе резистивной нагрузки (двухполюсник Z_2 на рис. 3) можно ожидать установления режима автоколебаний на частоте порядка 5 ГГц,

поскольку на данной частоте $\text{Re } Z_C < 0$, $\text{Im } Z_C = 0$. При этом на частоте возможных автоколебаний ($f = 5$ ГГц) справедливо неравенство $\partial(\text{Im } Z_C) / \partial\omega > 0$, что позволяет ожидать выполнения условия устойчивости для генератора на двухполюснике с отрицательным сопротивлением (6). Однако, как показывают результаты моделирования такой схемы в нелинейном режиме, при подключении генераторного зонда к коллекторному выводу транзистора (узел 2 на схеме рис. 3) система Microwave Office не диагностирует существование автоколебательного режима ни при каких значениях параметров зонда.

Вместе с тем подключение измерительного зонда к эмиттерному выводу (узел 3 на схеме рис. 3) приводит к нахождению в процессе моделирования режима автоколебаний на частоте $f = 5,08$ ГГц с выходной мощностью 5,6 мВт. На рис. 4 б приведены частотные зависимости вещественной $\text{Re } Y_E$ и мнимой составляющих $\text{Im } Y_E$ входной проводимости АЭ со стороны эмиттерного вывода транзистора в линейном режиме. На частоте, близкой к 5 ГГц, справедливы условия $\text{Re } Y_E < 0$, $\text{Im } Y_E = 0$, причем $\partial(\text{Im } Y_E) / \partial\omega > 0$, что соответствует условиям генерации для АЭ с отрицательной проводимостью, управляемой напряжением ((1), (5), (6), рис. 2 а).

Это обстоятельство, а также другие многочисленные примеры моделирования автогенераторов различных типов указывают на то, что реализованный в системе Microwave Office алгоритм поиска решений уравнений стационарного режима предполагает подключение генераторного зонда к такому узлу АЭ, на входе которого в линейном режиме иммитансные характеристики соответствуют следующим условиям:

$$\text{Re } Y_A < 0, \text{Im } Y_A = 0, \partial(\text{Im } Y_A) / \partial\omega > 0, (7)$$

где Y_A — входная проводимость активного элемента на выбранном для линейного анализа порту, а все значения вычисляются на ожидаемой частоте генерации.

Как показывает практика моделирования одностранзисторных генераторов разного типа, для корректного диагностирования в исследуемой схеме автоколебательного

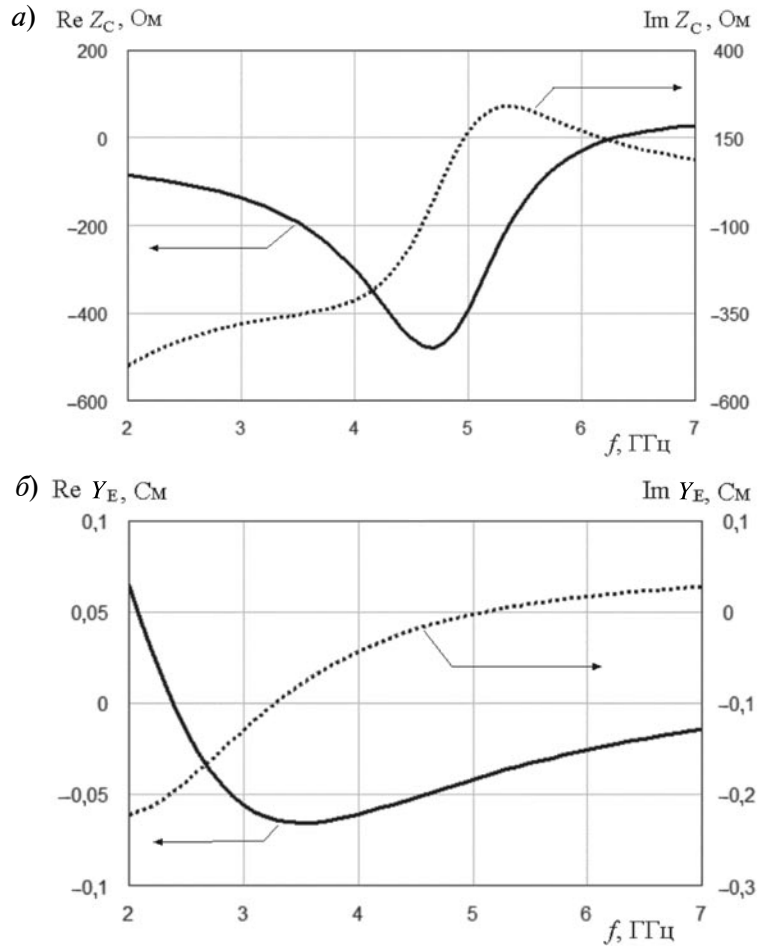


Рис. 4. Иммитансные характеристики активного элемента в линейном режиме

режима генераторный зонд следует подключать в большинстве случаев к эмиттерному выводу транзистора. Впрочем, в каждом конкретном случае этот вопрос решается опытным путем. Так, например, при разработке сверхширокополосных (октава и более) перестраиваемых варикапами генераторов сантиметрового диапазона было установлено, что в полосе перестройки может меняться характер нелинейности активного элемента. В качестве иллюстрации на рис. 5 приведены иммитансные характеристики активного элемента сверхширокополосного генератора, перестраиваемого в диапазоне 6...12 ГГц.

На графиках представлены частотные зависимости вещественной и мнимой составляющих проводимости Y_C (рис. 5 а) и сопротивления Z_C (рис. 5 б) со стороны коллекторного вывода, полученные в ре-

зультате линейного анализа для двух значений управляющего напряжения U на варикапе микрополоскового генератора, выполненного на основе SiGe-транзистора. Как следует из приведенных зависимостей, при $U = 12$ В характеристики активного элемента в области резонансной частоты f_2 соответствуют условиям (7). В результате для указанного выше значения управляющего напряжения подключение генераторного зонда к коллекторному узлу позволяет осуществлять нелинейный анализ в отличие от значения управляющего $U = 2$ В, для которого отсутствие необходимых условий в области резонансной частоты f_1 (рис. 5 а) требует для корректного нахождения характеристик режима автоколебаний использования других точек подключения измерительного зонда.

При моделировании стабилизированных

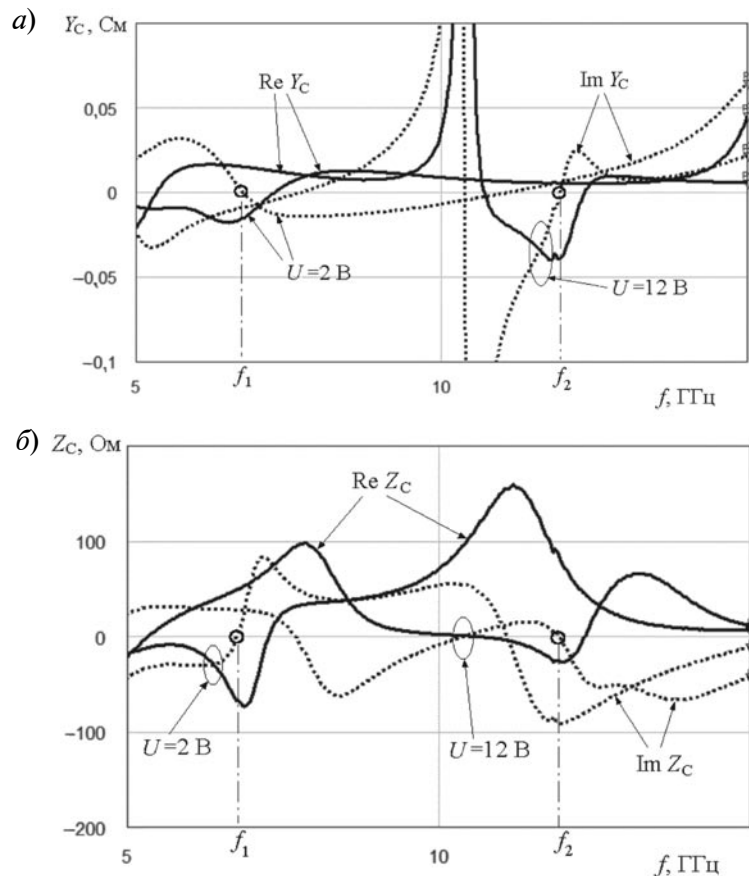


Рис. 5. Иммитансные характеристики активного элемента перестраиваемого генератора для двух значений управляющего напряжения на варикапе

транзисторных автогенераторов, построенных на высокочастотных диэлектрических резонаторах, нередко ситуации, когда автоматизированной системе не удается диагностировать режим автоколебаний даже при правильном выборе узла подключения генераторного зонда. Для устранения этой проблемы при проектировании необходимо корректировать параметры зонда, определяющие частотный диапазон, в котором осуществляется поиск решения. С этой целью на основе результатов линейного анализа целесообразно определить ожидаемую частоту автоколебаний, на которой выполняются условия (7). А при проведении нелинейного анализа частотный диапазон генераторного зонда следует локализовать в районе ожидаемой частоты генерации с одновременным уменьшением шага поиска. Так, например, при проектировании генератора трехсантиметрового диапазона

волн, стабилизированного диэлектрическим резонатором добротностью 10 000 и более, для уверенного определения автоколебательного режима требовалось уменьшить полосу частот зонда до единиц процентов и менее.

Таким образом, проведенное исследование особенностей моделирования в системе автоматизированного проектирования СВЧ-устройств Microwave Office твердотельных автогенераторов позволило сформировать практические рекомендации, повышающие эффективность процесса их разработки. В частности показано, что при определении узла подключения генераторного зонда, с помощью которого осуществляется расчет характеристик стационарного режима генератора, целесообразно проводить анализ его АЭ в линейном режиме с целью проверки выполнения условий (7) на ожидаемой частоте

автоколебаний. На достоверность получаемых результатов также влияет рациональный выбор значений параметров зонда, определяющих частотный диапазон поиска решений.

Полученные результаты могут использоваться при разработке СВЧ-генераторов на основе моделирования в системах автоматизированного проектирования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Gonzalez G.** *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Artech House, Inc., 2007. 422 p.
2. **Grebennikov A.** *RF and Microwave Transmitter Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2011. 816 p.
3. **Grebennikov A.** *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*. John Wiley & Sons Ltd, 2007. 441 p.
4. **Khanna A.P.S.** State of the Art in Microwave VCOs // *Microwave Journal*. 2015. No. 5. Pp. 23–40.
5. *AWRDE Simulation and Analysis Guide* [Электронный ресурс] // URL: <http://www.awrcorp.com/products/microwave-office> (Дата обращения: 12.12.2015).
6. *Advanced Design System* [Электронный ре-

- сурс] // URL: <http://www.keysight.com> (Дата обращения: 12.12.2015).
7. *ANSYS Designer*. [Электронный ресурс] // URL: <http://www.ansys.com> (Дата обращения 12.12.2015).
8. **Maas S.** *Nonlinear microwave and RF circuits*. Artech House, Inc., 2003. 582 p.
9. **Gilmore R., Besser L.** *Active circuits and systems* // *Practical RF circuit design for modern wireless systems*. Vol. 2. Artech House, Inc., 2003. 569 p.
10. **Петров Б.Е., Романюк В.А.** *Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах*. М.: Высш. шк., 1989. 282 с.

REFERENCES

1. **Gonzalez G.** *Foundations of Oscillator Circuit Design*. Artech House, Inc., 2007, 422 p.
2. **Grebennikov A.** *RF and Microwave Transmitter Design*. John Wiley & Sons, Inc., 2011, 816 p.
3. **Grebennikov A.** *RF and Microwave Transistor Oscillator Design*. John Wiley & Sons Ltd, 2007, 441 p.
4. **Khanna A.P.S.** State of the Art in Microwave VCOs. *Microwave Journal*, 2015, No. 5, Pp. 23–40.
5. *AWRDE Simulation and Analysis Guide*. Available: <http://www.awrcorp.com/products/microwave-office> (Accessed: 12.12.2015).
6. *Advanced Design System*. Available: [http://](http://www.keysight.com)

- www.keysight.com (Accessed: 12.12.2015).
7. *ANSYS Designer*. Available: <http://www.ansys.com> (Accessed: 12.12.2015).
8. **Maas S.** *Nonlinear microwave and RF circuits*. Artech House, Inc., 2003, 582 p.
9. **Gilmore R., Besser L.** *Active circuits and systems. Practical RF circuit design for modern wireless systems*. Vol. 2. Artech House, Inc., 2003, 569 p.
10. **Petrov B.Ye., Romanyuk V.A.** *Radioperedayushchiye ustroystva na poluprovodnikovykh priborakh* [Radio transmitters semiconductor devices]. Moscow: Vysshaya shkola Publ., 1989, 282 p. (rus)

МАЛЫШЕВ Виктор Михайлович – доцент кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, кандидат физико-математических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

E-mail: uhmal@mail.ru

MALYSHEV Victor M. *Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

E-mail: uhmal@mail.ru

НИКИТИН Александр Борисович – доцент кафедры радиотехнических и телекоммуникационных систем Института физики, нанотехнологий и телекоммуникаций Санкт-Петербургского политехнического университета Петра Великого, кандидат технических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

E-mail: nikitin@mail.spbstu.ru

NIKITIN Aleksandr B. *Peter the Great St. Petersburg Polytechnic University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

E-mail: nikitin@mail.spbstu.ru