

Д. т. н. Н. А. ФИЛИНЮК, А. М. КУЗЕМКО

Дата поступления в редакцию
01.10 2004 г.

Украина, Винницкий национальный технический университет
E-mail: Filinyuk@vstu.vinnica.ua

Оппонент к. т. н. Э. Н. ГЛУШЕЧЕНКО
(НПП "Сатурн", г. Киев)

СХЕМОТЕХНИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И СИНТЕЗ АКТИВНЫХ СВЧ-ФИЛЬТРОВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ ШОТТКИ

Разработаны схемы активных СВЧ-фильтров, пригодных для исполнения в виде гибридной или полупроводниковой микросхемы.

Непрерывный процесс усложнения радиоэлектронных устройств и их применение на сверхвысоких частотах (СВЧ) поставил перед разработчиками аппаратуры две задачи первостепенной важности — повышение надежности и уменьшение габаритных размеров при сохранении высоких электрических параметров. При решении этих задач наиболее значительные трудности возникли на этапе создания частотно-избирательных фильтров в интегральном исполнении. Частотная избирательность фильтров зависит от добротности их элементов. С повышением частоты добротность реактивных элементов уменьшается, что ведет к ухудшению избирательности. Особенно сильно уменьшается добротность катушек индуктивности.

В низкочастотном диапазоне частот эти трудности успешно преодолены путем создания активных РС-фильтров [1, 2]. Область применения этих фильтров ограничена частотами, на которых можно пренебречь частотной зависимостью коэффициента передачи тока транзистора (до сотен килогерц).

В диапазоне СВЧ миниатюрные высокоизбирательные фильтры строятся на основе микрополосковых линий, волноводов, спиральных резонаторов, ферритов, диэлектрических резонаторов и сегнетоэлектрических элементов, использующих поверхностные акустические волны (ПАВ) [3—6]. Каждая из этих групп фильтров обладает своими специфическими достоинствами. Например, фильтры на микрополосковых линиях и спиральных резонаторах являются наиболее стабильными; фильтры на ферритах и сегнетоэлектриках могут электрически перестраиваться в широком диапазоне частот; фильтры на основе ПАВ имеют амплитудно-частотную характеристику с высокой крутизной скатов; фильтры на основе волноводов и диэлектрических резонаторов имеют большую добротность. Однако все эти фильтры имеют два недостатка — зависимость добротности от геометрических размеров и наличие потерь энергии в полосе пропускания. Например, собственная добротность полого резонатора Q_0 пропорциональна отношению его объема к площади поверхности. Это указывает на принципиальную трудность миниатюризации коакси-

альных и полосковых фильтров. Аналогичные трудности возникают и при миниатюризации других видов пассивных фильтров.

Следовательно, для миниатюризации фильтров СВЧ-диапазона целесообразно использование методов и средств построения фильтров, электрические параметры которых (прежде всего добротность) не зависят бы от геометрических размеров элементов. Таким требованиям отвечают активные фильтры, создаваемые на основе транзисторных обобщенных преобразователей иммитанса (ОПИ). Это направление относится к области функциональной электроники, использующей отрицательное сопротивление различных твердотельных структур.

При создании активных СВЧ-фильтров используется частотная зависимость коэффициента передачи тока транзистора и влияние обратных связей в транзисторе. Это позволяет в широком диапазоне частот использовать транзистор как ОПИ для синтеза высокодобротных реактивных и отрицательных активных динамических сопротивлений. По сравнению с пассивными СВЧ-фильтрами активные фильтры обладают большей добротностью, лучшими массогабаритными характеристиками и расширенными функциональными возможностями. Важным преимуществом этих фильтров является возможность реализации их не только в виде гибридных микросхем, но и в виде полупроводниковых микросхем на базе GaAs-структур с затвором Шоттки.

Целью работы является использование полевого транзистора Шоттки для синтеза высокодобротных реактивных и отрицательных активных динамических сопротивлений и активных СВЧ-фильтров на их основе.

Моделирование и исследование активных СВЧ-фильтров

Наиболее высокочастотной униполярной многоэлектродной полупроводниковой структурой является полевой транзистор Шоттки (ПТШ). Предельная частота таких транзисторов достигает 50—80 ГГц. Преимуществом этих структур является их планарный характер, что обеспечивает изготовление на их основе информационных устройств в виде полупроводниковых СВЧ-микросхем. Это характеризует перспективность реализации на основе ПТШ высокоэффективных информационных устройств.

Для исследования ПТШ в качестве ОПИ необходимо представить его в виде эквивалентной схемы.

Процедура нахождения параметров эквивалентной схемы при малом сигнале должна привести к частотно-независимым параметрам [7]. С увеличением частоты, однако, часто уменьшается действительная часть выходной проводимости G_{ds} , которая может стать отрицательной. Поэтому в отличие от эквивалентной схемы, описанной в [8], в работе [9] предлагается расширенная эквивалентная схема с отрицательным сопротивлением R_{dv} в выходной цепи транзистора.

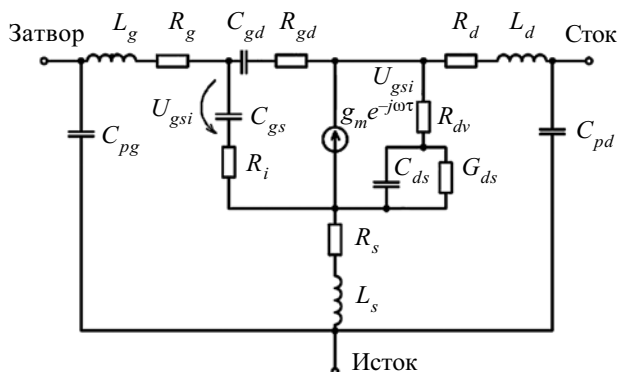


Рис. 1

Результаты сравнения экспериментальных данных и данных моделирования трех эквивалентных схем, представленных в [10], по критерию максимального приближения к экспериментальным данным показали, что наиболее точной является физическая эквивалентная схема, показанная на рис. 1.

На этой схеме g_m — крутизна транзистора; C_{pg} , C_{pd} — емкости между выводами транзистора; L_g , L_d , L_s — индуктивность выводов транзистора; R_d , R_s — омические сопротивления эпитаксиального слоя соответственно между затвором и истоком и между затвором и стоком, которые не контролируются напряжением затвора, включая сопротивление омических контактов стока и истока; R_g — сопротивление металлизации затвора; C_{gd} , C_{gs} — емкости сток-затвор и затвор-исток; R_i — дифференциальное сопротивление непокрытой части канала между истоком и затвором транзистора; C_{ds} — емкость сток-исток через высокоомную подложку; R_{gd} — омическое сопротивление затвор-сток; G_{ds} — дифференциальная выходная проводимость транзистора; τ — время пролета электронов через неомическую часть канала; R_{dv} — сопротивление домена Ганна; ω — угловая частота; U_{gsi} — управляющее напряжение исток-затвор.

В таблице представлены параметры эквивалентной схемы, полученные в [10] при смещении $U_{ds}=3,5$ В, $I_d=14,4$ мА, $U_{gs}=0,25$ В.

C_{pg}	10,2 фФ	R_s	15,1 Ом	g_m	14,9 мСм
C_{pd}	10,2 фФ	R_d	21,5 Ом	τ	3,34 пс
L_g	39,9 нГн	C_{gs}	121,6 фФ	G_{ds}	57 мОм ⁻¹
L_s	0 нГн	R_i	3,3 Ом	C_{ds}	11,7 фФ
L_d	24,4 нГн	C_{gd}	4,8 фФ	R_{dv}	-134,4 Ом
R_g	2,9 Ом	R_{gd}	1,1 кОм		

При рассмотрении ПТШ в качестве обобщенных преобразователей иммитанса необходимо определить диапазон частот, в котором схема может иметь отрицательное дифференциальное сопротивление. С этой целью используется инвариантный коэффициент устойчивости, предложенный в [11, с. 119]:

$$K_{yb} = \frac{2 \operatorname{Re} W_{11} \operatorname{Re} W_{22} - \operatorname{Re}(W_{12} W_{21})}{|W_{12} W_{21}|}, \quad (1)$$

где W_{11} , W_{12} , W_{21} , W_{22} — элементы обобщенной матрицы W -параметров, которая инвариантна к любой Y -, Z -, h - или g -системе параметров четырехполюсника.

При $K_{yb} < 1$, четырехполюсник является потенциально неустойчивым, что говорит о возможности реализации на его основе отрицательного дифференциального сопротивления.

Результаты моделирования зависимости инвариантного коэффициента устойчивости от частоты сигнала, полученные для физической эквивалентной схемы ПТШ, представленной на рис. 1, и при параметрах, приведенных в таблице, изображены на рис. 2.

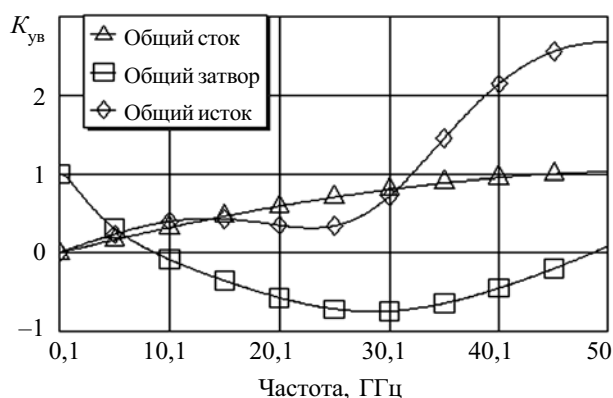


Рис. 2

Анализ результатов моделирования показывает, что наиболее широкой областью потенциальной неустойчивости обладают схемы включения полевого транзистора с общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ), что определяет целесообразность использования этих схем в качестве ОПИ при создании активных СВЧ-фильтров.

Схема с общим стоком, согласно [12, с. 32], является конвертором иммитанса. На рис. 3 представ-

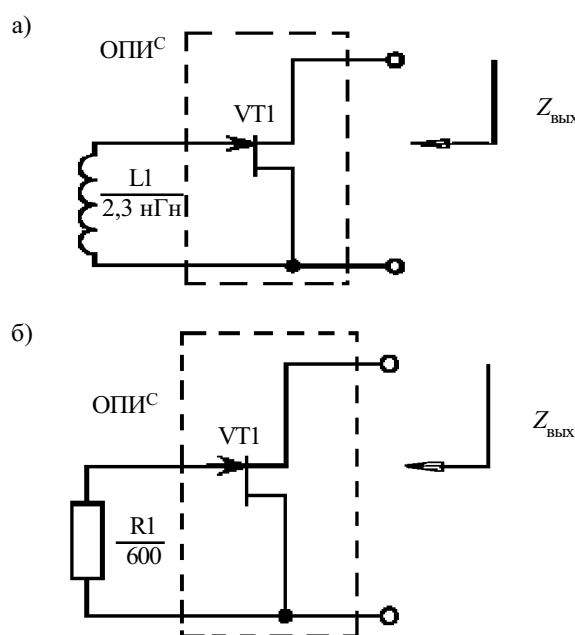


Рис. 3

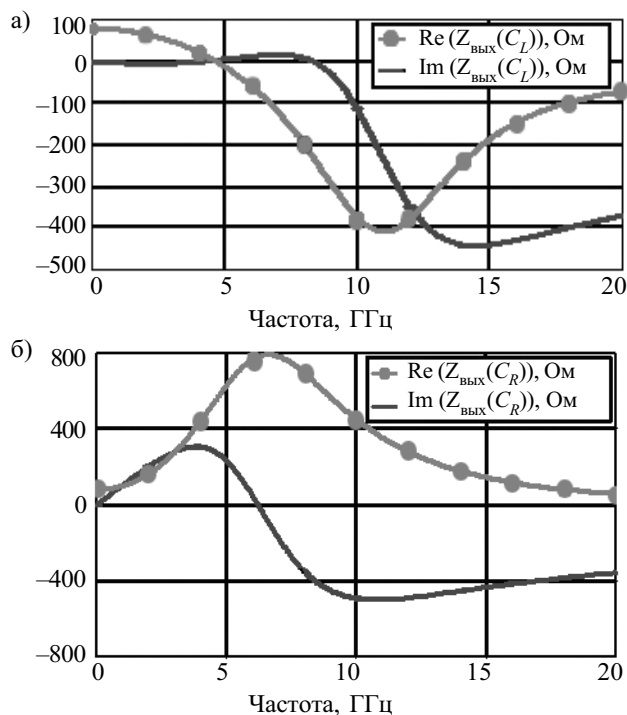


Рис. 4

лены схемы ОПИС с индуктивным L1 (а) и активным R1 (б) сопротивлением, включенным на входе ОПИ. Зависимости выходного сопротивления $Z_{\text{вых}}$ таких нагруженных четырехполюсников от частоты сигнала представлены на рис. 4.

Анализ результатов моделирования показывает, что схема ОПИС с включенным на входе индуктивным сопротивлением (рис. 3, а) позволяет реализовать индуктивный элемент с отрицательным выходным сопротивлением $\text{Re}Z_{\text{вых}}$ до -400 Ом на частоте 12 ГГц. Схема ОПИС с включенным на входе активным сопротивлением (рис. 3, б) позволяет реализовать аналог низкодобротной ($Q \approx 1$) индуктивности.

Каскадное включение этих двух схем дает возможность реализовать транзисторный аналог высокодобротной катушки индуктивности, в котором отсутствуют индуктивные элементы, что позволяет выполнить его в виде полупроводниковой микросхемы. Результат объединения двух схем и результаты моделирования выходного сопротивления такой объединенной схемы показаны на рис. 5. Как видно из полученных графиков, схема рис. 5, а в диапазоне частот 10–16 ГГц обладает индуктивным и отрицательным дифференциальным сопротивлением.

Использование схем рис. 3, а и рис. 5, а обеспечивает построение полосно-пропускающих и полосно-заграждающих СВЧ-фильтров, пригодных к выполнению в виде гибридной или полупроводниковой микросхемы.

Примером, в котором реализуется принцип преобразования низкодобротной катушки индуктивности в активную высокодобротную индуктивность, являются схемы разработанных полосно-пропускающих (ППФ) (рис. 6, а и рис. 7, а) и полосно-запирающих (ПЗФ) (рис. 8, а и рис. 9, а) фильтров. В этих фильтрах в качестве индуктивного элемента используется микрополосковая индуктивность с добротностью не более 10 единиц.

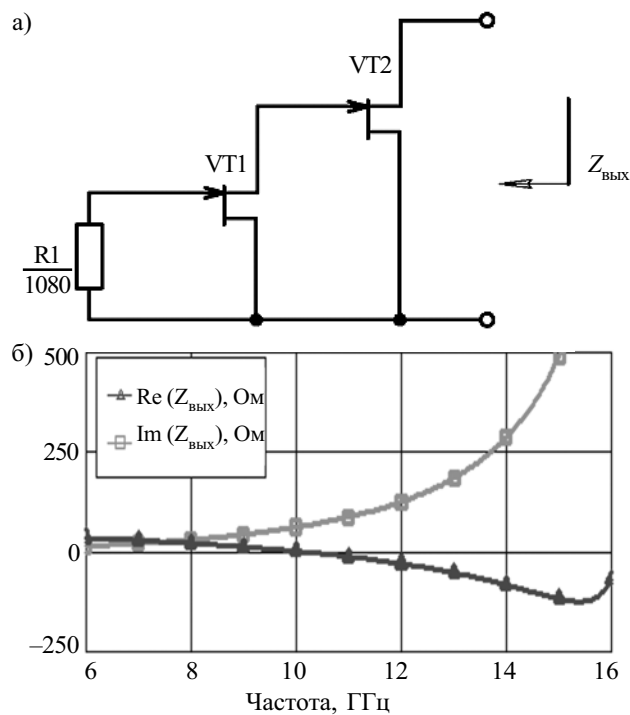


Рис. 5

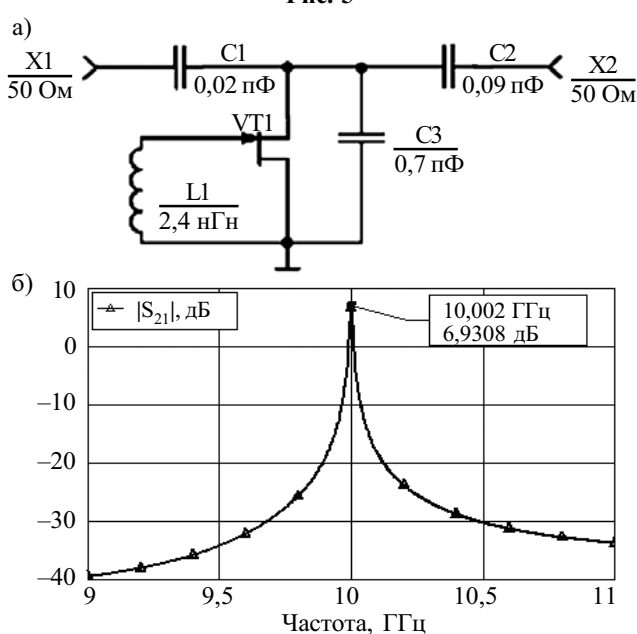


Рис. 6

Результаты моделирования коэффициента передачи по напряжению показывают (рис. 6, б; 7, б; 8, б; 9, б), что использование таких низкодобротных индуктивностей в комплексе с ОПИС дает возможность реализовать значительное затухание за пределами полосы пропускания (-40 дБ и -60 дБ соответственно для однорезонаторного и двухрезонаторного полосно-пропускающего фильтра) и небольшое усиление сигнала в полосе пропускания. Для однорезонаторного ПЗФ затухание в полосе запираения составляет -42 дБ, для двухрезонаторного ПЗФ — -73 дБ. Эти фильтры предназначены для реализации в виде гибридной микросхемы.

Использование индуктивного элемента в виде каскадного соединения двух транзисторов, включенных

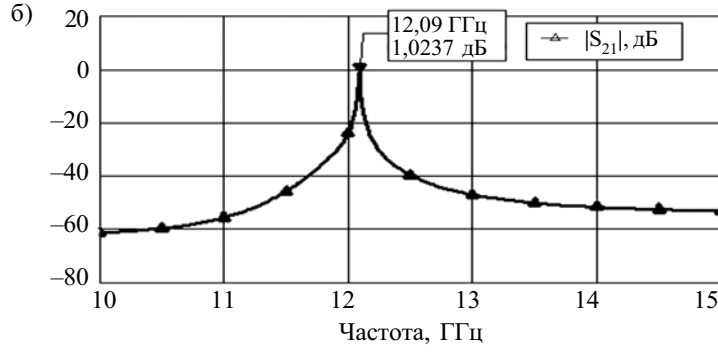
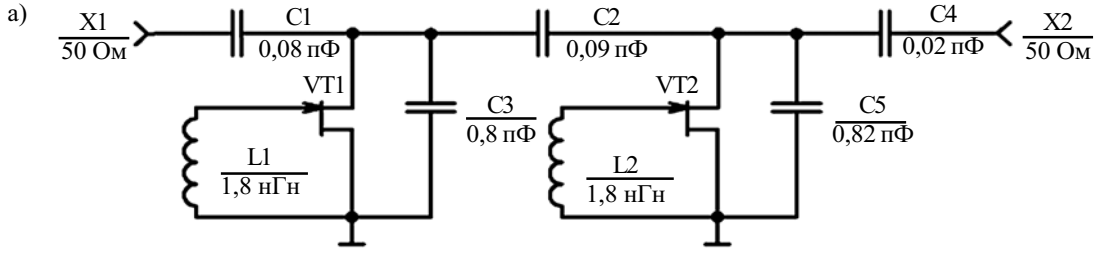


Рис. 7

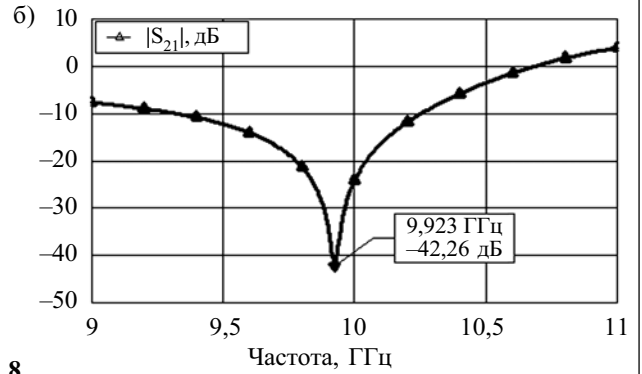
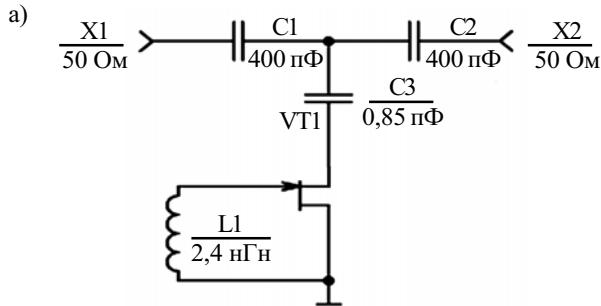


Рис. 8

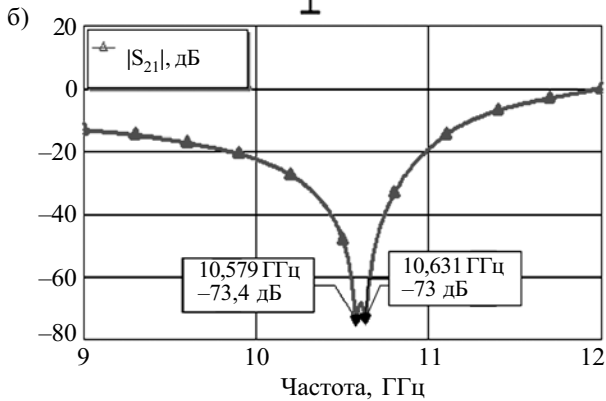
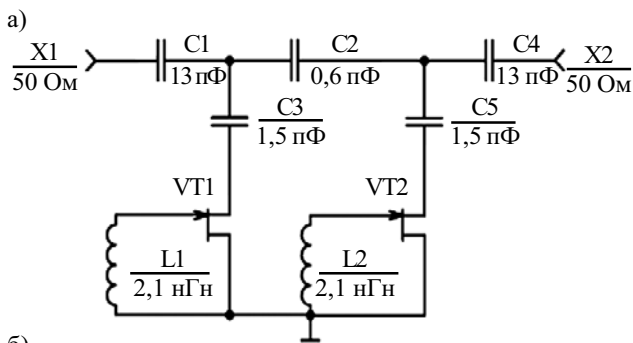


Рис. 9

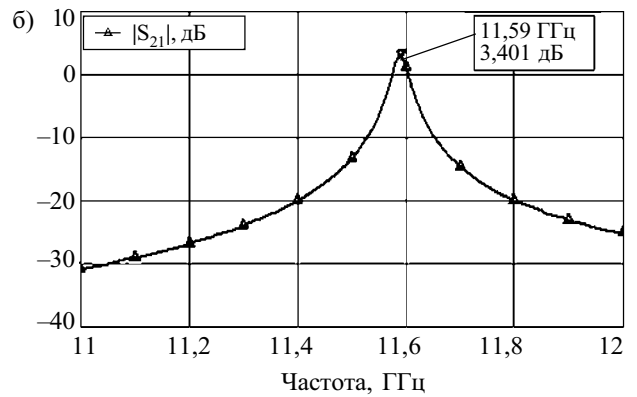
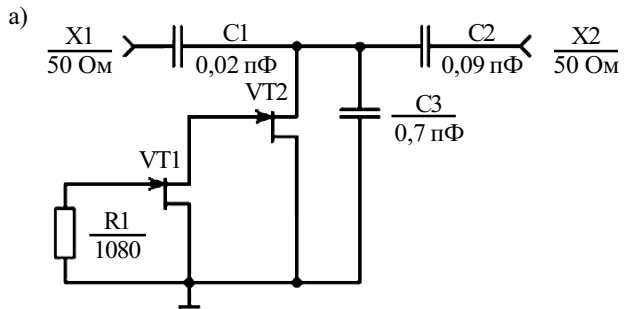


Рис. 10

по схеме с общим стоком и активным сопротивлением, включенном на входе, позволяет построить активные ППФ (рис. 10, а и 11, а) и ПЗФ (рис. 12) со следующими параметрами: для однорезонаторного ППФ затухание за пределами полосы пропускания составляет -30 дБ, для двухрезонаторного -60 дБ; для однорезонаторного и двухрезонаторного ПЗФ затухание составляет -24 дБ и -47 дБ, соответственно (рис. 13).

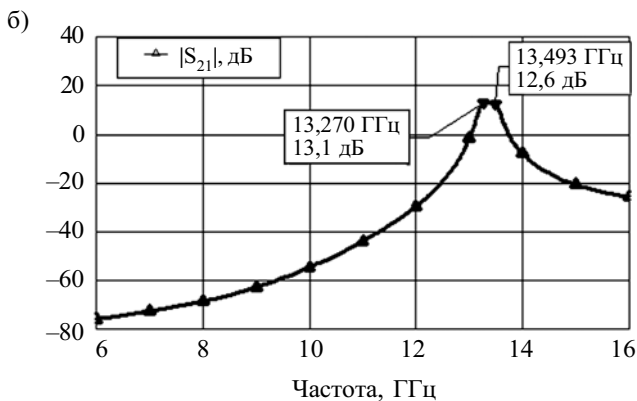
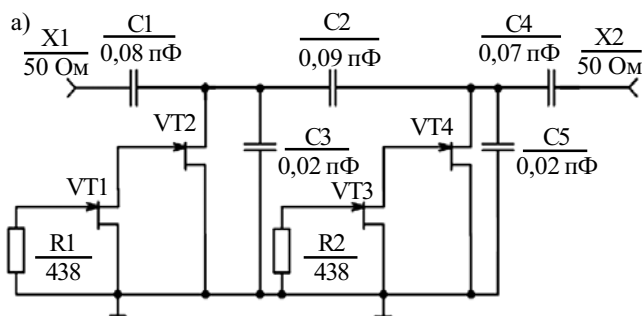


Рис. 11

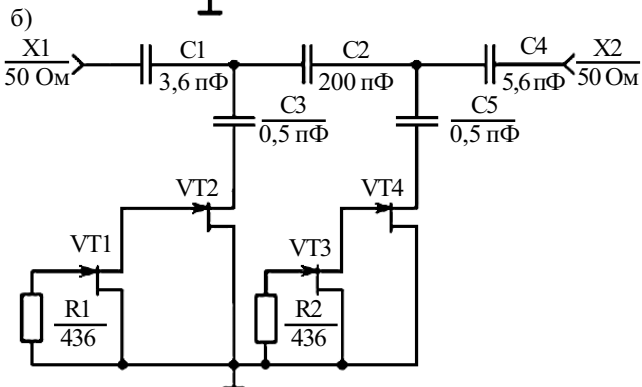
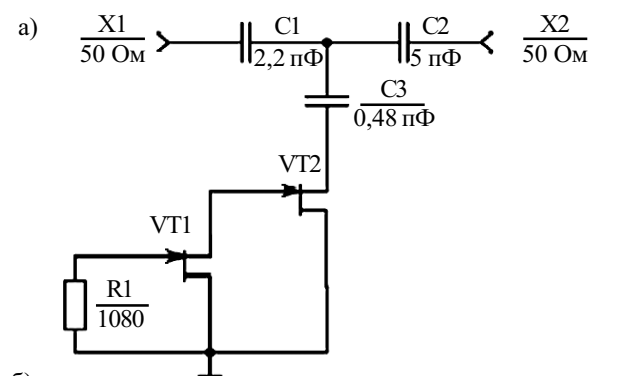


Рис. 12

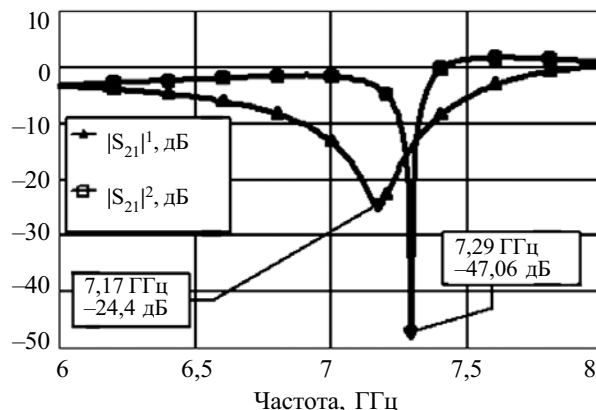


Рис. 13

Анализ результатов дает возможность говорить о перспективности развития безиндуктивных активных аналогов катушек индуктивности и возможности реализации на их основе активных СВЧ-фильтров в виде как гибридных, так и полупроводниковых микросхем высокой степени интеграции.

Выводы

Экспериментальные исследования схем включения полевого транзистора Шоттки по критерию устойчивости позволили выбрать схему с общим стоком в качестве базовой схемы обобщенного преобразователя иммитанса для активных СВЧ-фильтров как наиболее высокочастотную и обладающую свойствами конвертора иммитанса.

Моделирование выходного сопротивления для схемы с общим стоком с включенным на входе индуктивным и активным сопротивлением дало возможность реализовать на их основе аналоги высокодобротной ($Q \gg 1$) и низкодобротной ($Q \approx 1$) индуктивности. Результатом синтеза этих схем стал аналог высокодобротной активной индуктивности без индуктивных элементов.

Проведенное исследование обобщенного преобразователя иммитанса на базе полевого транзистора Шоттки позволило реализовать на основе ОПИС схемы полосно-пропускающих и полосно-запирающих активных СВЧ-фильтров, пригодных для исполнения в виде гибридных или полупроводниковых микросхем.

В результате моделирования получены следующие параметры:

— для фильтров с индуктивными элементами — для однорезонаторного полосно-пропускающего фильтра затухание за пределами полосы пропускания -40 дБ, для двухрезонаторного -60 дБ; для однорезонаторного полосно-запирающего фильтра затухание в полосе запираения составляет -42 дБ, для двухрезонаторного -73 дБ;

— для фильтров без индуктивных элементов — для однорезонаторного ППФ затухание за пределами полосы пропускания -30 дБ, для двухрезонаторного -60 дБ; для однорезонаторного ПЗФ затухание -24 дБ, для двухрезонаторного -47 дБ.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Ионкин П. А., Миронов В. Г. Синтез RC-схем с активными невязанными элементами. — М.: Энергия, 1976.

2. Маклюков М. И. Инженерный синтез активных RC-фильтров низких и инфранизких частот.— М.: Энергия, 1971.
 3. Богданов Г. Б. Частотно-избирательные системы на ферритах и применение их в технике СВЧ.— М.: Сов. радио, 1973.
 4. Ильченко М. Е., Мелков Г. А., Мирских Г. А. Твердотельные СВЧ фильтры.— Киев: Техника, 1977.
 5. Знаменский А. Е., Попов Е. С. Перестраиваемые электрические фильтры.— М.: Связь, 1979.
 6. Маттей Д. А., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи.— М.: Связь, 1971.
 7. Dambrine G., Carpy A., Heliodore F., Playez E. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1988.— Vol. MTT-36.— P. 1151—1159.

8. Rohde U. L. Improving noise modeling of GaAs FETs. Part 1: Using an enhanced equivalent circuit technique // Microwave Journal.— 1991.— Vol. 34.— P. 87—101.
 9. Magerko M. A., Chang K. Modeling of Gunn domain effects in the output conductance of the high-frequency small-signal GaAs MESFET equivalent circuit // Microwave and Optical Technology Letters.— 1992.— Vol. 5.— P. 748—752.
 10. Lenk F., Doerner R., Heymann P. Negative resistance in GaAs MESFET nonlinear modelling // IEEE Trans. Microwave Theory Tech.— 1996.— Vol. MTT-40.— P. 2258—2266.
 11. Куликовский А. А. Устойчивость активных линеаризованных цепей с усилительными приборами новых типов.— М.: Госэнергоиздат, 1962.
 12. Филинюк Н. А. Активные СВЧ-фильтры на транзисторах.— М.: Радио и связь, 1987.

К. ф.-м. н. Г. К. НИИДЗЕ, к. ф.-м. н. С. П. ПАВЛЮК,
 к. ф.-м. н. Л. В. ИЩУК, В. В. КУШНИРЕНКО

Украина, Киевский национальный университет
 им. Тараса Шевченко
 E-mail: pps@univ.kiev.ua

Дата поступления в редакцию
 18.01 2005 г.

Оппонент к. ф.-м. н. В. Л. ПЕРЕВЕРТАЙЛО
 (Институт микроприборов, г. Киев)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КНИ-ТРАНЗИСТОРА В КАЧЕСТВЕ ГЕНЕРАТОРА КОЛЕБАНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Предложено использование транзистора, изготовленного по технологии "кремний-на-изоляторе", в качестве генератора релаксационных и квазигармонических колебаний регулируемой частоты и амплитуды.

В последние годы большое внимание привлекают к себе полупроводниковые приборы, изготовленные по технологии "кремний-на-изоляторе" (КНИ) [1], в том числе и транзисторы — одни из ключевых элементов, которые используются в генераторах колебаний.

Обычно КНИ-транзисторы исследуются или в режиме малых токов, или в подпороговом режиме работы. В отличие от такого подхода, в [2] впервые проведены исследования поведения КНИ-транзистора при протекании экстремально больших токов стока. При этом транзисторы питались от генератора напряжения. В этих условиях в электрической цепи наблюдались колебания тока большой частоты и амплитуды, причем форма и частота этих колебаний почти не зависели ни от величины напряжения на стоке U_c , ни от напряжения смещения между подложкой и каналом транзистора $U_{п}$.

В [3] описаны результаты исследования этих же транзисторов при их питании от генератора тока. Изменение способа питания позволило впервые обнаружить S-образные участки на вольт-амперных характеристиках (ВАХ) КНИ-транзисторов, а также зарегистрировать одновременно с колебаниями тока через транзистор колебания напряжения на нем.

Целью данной работы было исследование вида колебаний тока и напряжения на транзисторах, которые питаются в режиме, близком к генератору тока, и определение частотных, амплитудных и модуляционных характеристик в зависимости от протекающего тока I и потенциала подложки $U_{п}$.

Конструкция КНИ-транзистора и методика измерений

На рис. 1 приведено схематическое изображение исследуемого транзистора и схема включения его в электрическую цепь. Представленные в работе результаты получены на транзисторах, в которых длина пленки кремния n -типа составляла 10 мкм, ширина — 50 мкм. Планарные размеры пленки на полученные результаты существенно не влияли. Толщина кремниевой пленки, встроенного оксида кремния и кремниевой подложки составляла соответственно 0,4, 1 и 400 мкм.

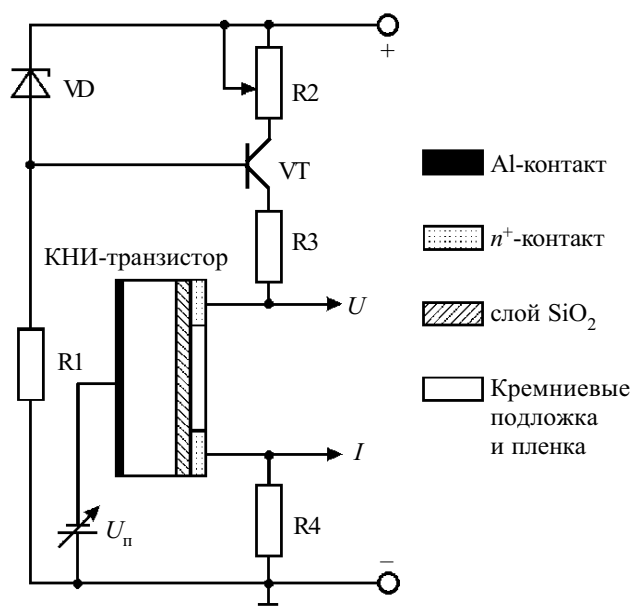


Рис. 1. КНИ-транзистор и схема его включения в измерительную цепь