

Министерство обороны Российской Федерации
Российское агентство по системам управления
Министерство промышленности, науки и технологий
Правительства Саратовской области
ОАО «Тантал»
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник докладов и статей
научно-технического совещания*

ВЫПУСК 1

Многофункциональные комплексированные устройства
и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов

ИЗДАТЕЛЬСТВО САРАТОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
2004

УДК 621.382.029.6
ББК 548.537.611.44
Г44

Редакционная коллегия:

А. А. Игнатьев, д-р физ.-мат. наук, профессор,
А. В. Ляшенко, канд. техн. наук, *М. Н. Куликов*, канд. физ.-мат. наук, профессор,
А. Л. Хвалин, канд. техн. наук, доцент, *А. А. Солопов*, президент ОАО «Тантал»

Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. Г44 совещ. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2004. – Вып. 1. Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. – 176 с.: ил.

В сборник включены материалы докладов по результатам исследований, выполненных в 2000-2002 гг. в КБ критических технологий ОАО «Тантал» и Лаборатории магнитоэлектроники и миллиметрового диапазона кафедры общей физики Саратовского государственного университета.

Опубликованы сообщения по системам синтеза частот для электронных устройств новых поколений, по разработкам мощных СВЧ-транзисторов.

Для студентов и аспирантов, специализирующихся в данном направлении, специалистов-разработчиков, экспертов.

УДК 621.382.029.6
ББК 548.537.611.44

ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборник включены материалы докладов Первого научно-технического совещания по новому направлению – гетеромагнитной микроэлектронике СВЧ-, КВЧ-диапазонов по результатам исследований, выполненных в 2000 – 2002 гг. в КБ критических технологий ОАО «Тантал» и Лаборатории магнитоэлектроники миллиметрового диапазона кафедры общей физики Саратовского государственного университета. Материалы совещания систематизированы по секциям: «Полупроводниковые и феррит-полупроводниковые устройства СВЧ- и КВЧ-диапазонов для радиотехнических систем новых поколений», «Компьютерное моделирование, проектирование и исследование радиотехнических устройств СВЧ», «Патентные исследования по направлениям применения ферритовых микрорезонаторов в радиотехнических устройствах».

Нашли отражение интересные доклады о системах синтеза частот для малошумящих генераторов, управляемым напряжением (ГУН), радиоэлектронных устройств новых поколений (ФГУП «Воронежский НИИ связи»), а также актуальные проблемы, перспективы разработок и производства мощных транзисторов СВЧ для современных радиотехнических систем (ФГУП «НИИ электронной техники», Воронеж). Представлены материалы по разработке физических основ проектирования новых типов многофункциональных генераторов, управляемых магнитным полем (ГУМ). Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований спектральных и шумовых характеристик на основе различных подходов – электродинамического и метода эквивалентных схем в биполярных и полевых транзисторах с магнитным управлением, тепловой готовности таких структур на высоких уровнях мощности.

Многофункциональные свойства подобных структур по формированию различных типов регулярных и шумоподобных сигналов в режимах усиления и генерации сигналов в радиотехническом диапазоне определяют необходимость использования микроконтроллеров. На совещании обсуждались результаты разработок перспективных направлений создания интегральных схем микроконтроллеров, микроЭВМ, ПЦОС (ФГУП «НИИЭТ»), практических приложений к гетеромагнитным устройствам и системам.

В сборнике также опубликованы результаты патентных исследований по ведущим странам мира за период 1993–2003 гг. по направлениям применения ферритов в усилителях, генераторах различных типов, синтезаторах, магнитных датчиках и магнитометрах.

Важным для развития направлений исследований и разработок по гетеромагнитной микроэлектронике явилось обсуждение требований к применению феррит-транзисторных структур в новых радиоэлектронных системах. Отзывы независимой экспертизы, которую проводили ведущие специалисты России, были положительными.

Материалы сборника будут полезны специалистам-разработчикам, экспертам, аспирантам и студентам, специализирующимся в данных направлениях.

Генеральный конструктор, председатель совета директоров
ОАО «Тантал», кандидат технических наук *А. В. Ляшенко*
Заведующий кафедрой общей физики Саратовского государственного
университета, доктор физико-математических наук *А. А. Игнатьев*

Секция 1

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ И ФЕРРИТ-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ- И КВЧ-ДИАПАЗОНОВ ДЛЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

УДК 537.862, 537.635, 621.373, 621.314.26

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА ЗА 2000–2002 гг. МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ГЕНЕРАЦИЯ. УСИЛЕНИЕ. МАГНИТОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ

А. А. Игнатъев, А. В. Ляшенко*, А. А. Солопов*

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований нового направления магнитоэлектроники активных СВЧ-устройств (гетеромагнитной микроэлектроники), обеспечивающих многофункциональные режимы работы: регулярные спектрально чистые сигналы, эквидистантные сетки частот, узкополосные и широкополосные шумовые сигналы и т. д., а также управление энергетическими и спектральными характеристиками сигналов.

Ключевые слова: активные СВЧ-устройства, многофункциональные режимы работы.

Heteromagnetic Microelectronics for 2000–2002 yy. Multifunctional Generation. Amplification. Magnetically Sensitive Modes

A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, A. A. Solopov

The results of theoretical and experimental researches of new science direction in the magnetoelectronics of active SHF-devices (heteromagnetic microelectronics), providing multi-modes: regular pure spectral signals, equidistant grids of frequencies, narrowband and wideband noise signals etc., and control of energetic and spectral characteristics of signals are presented in the article.

Key words: active SHF-devices, multi-modes.

Гетеромагнитная микроэлектроника или магнитоэлектроника активных устройств – новое направление исследований многофункциональных взаимодействий в феррит-полупроводниковых структурах (ФПС), устройствах, содержащих один или несколько магнитоэлектронных элементов связи (МЭЭС) с ферритовыми микрорезонаторами (ФР),

объемными в виде сфер или плёночными в насыщенных (однодоменных) или ненасыщенных (многодоменных), линейном или нелинейном состояниях, транзистор или диод.

На входе–выходе или в их межэлектродных пространствах, в положительных или отрицательных цепях обратных связей включены МЭЭС, обеспечивающие управление энергетическими и спектральными характеристиками регулярных и шумовых сигналов, соотношением шум/сигнал, коэффициента шума устройств, микро-ЧИПов в радиоволновом диапазоне в следующих режимах:

- усиления;
- генерации;
- параметрического умножения;
- параметрического деления;
- параметрической частотной модуляции;
- смещения;
- непрерывной и импульсной мощности низкого (милливаттного), среднего (ваттного) и высокого (киловаттного) уровней;
- регистрации малых векторных величин магнитной индукции и девиации её амплитуды и частоты.

Магнитоэлектронный элемент связи является многофункциональным устройством, в котором ФР включен в пучность высокочастотных магнитных полей той или иной топологии микрополосковых линий, одного или нескольких петлевых витков, возбуждающих колебания вектора намагниченности в ФР. МЭЭС могут работать в режимах на отражение либо на проход – на передачу ВЧ-колебаний – в равновесном и неравновесном состояниях и являются по своей сути многофункциональными управляемыми трансформаторами импеданса. Параметры и характеристики МЭЭС, его сопротивление излучения $Z = R + jB$ управляются полем подмагничивания и ВЧ-мощностью.

На параметры и характеристики МЭЭС и ФПС в целом (центральную часть, уровень шума, вид спектра, уровень мощности, их перестройка – управление гармоническими составляющими в спектре и др.) влияют магнитные параметры ФР – намагниченности насыщения, полуширины линии ферромагнитного резонанса, поля кристаллографической анизотропии феррита, формы и размеров ФР, его ориентации во внешнем поле подмагничивания и ВЧ магнитных полях возбуждения и излучения, уровень ВЧ-мощности.

При изменении величины поля подмагничивания в МЭЭС в линейных, равновесных однодоменных состояниях в ФПС реализуется одноконтурное взаимодействие (в терминах эквивалентных схем) и центральные частоты перестраиваются магнитным полем либо питанием транзистора, диода.

При нелинейных, неравновесных многодоменных состояниях реализуются многоконтурные взаимодействия в ФПС и процессы параметрического умножения и деления, параметрической частотной модуляции сигнала основной частоты, обеспечивающих формирование детерминированных

сигналов по току многофункциональных синтезаторов частот, стохастических сигналов (узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов, белого шума).

На рис. 1, *а*, *б*, *в* представлены варианты гетеромагнитных транзисторов *n-p-n* типа с ферритовыми микрорезонаторами в виде сферы (см. рис. 1, *а*), полусферы (см. рис. 1, *б*), пленок, размещенных в переходе (см. рис. 1, *в*). На рис. 2, *а*, *б* показаны гетеромагнитные диоды. В рис. 1, 2 использованы следующие обозначения: \vec{M}_1, \vec{M}_2 – намагниченности ферритов, $\vec{\mu}_1, \vec{\mu}_2$ – тензоры магнитных проницаемостей, \vec{H}_0 – внешнее магнитное поле.

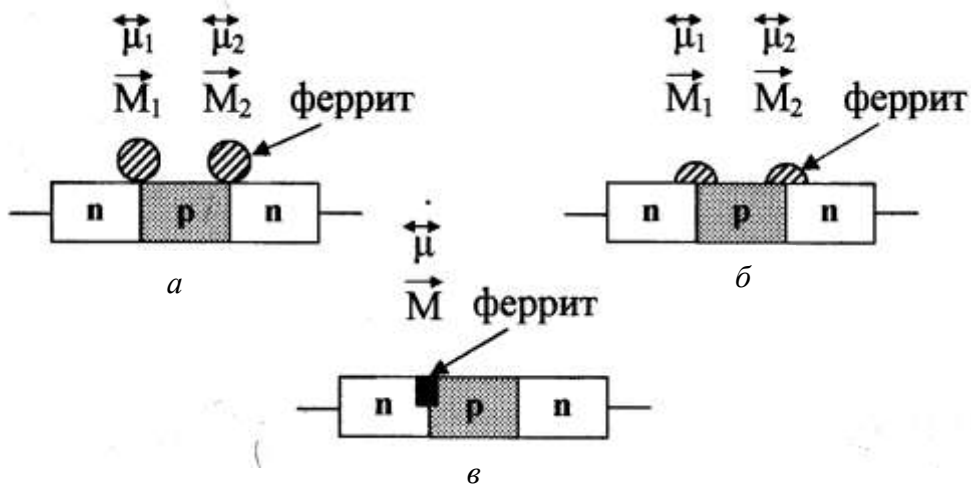


Рис. 1. Варианты гетеромагнитных транзисторов с ферритовыми микрорезонаторами в виде: *а* – сферы; *б* – полусферы; *в* – пленок

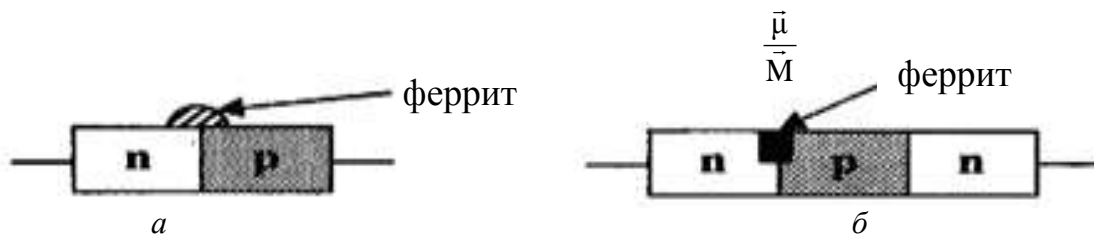


Рис. 2. Варианты гетеромагнитных диодов с ферритовыми микрорезонаторами в виде: *а* – полусферы; *б* – пленок

На рис. 3 показан МЭЭС проходного типа, который может выполнять роль многофункционального управляемого трансформатора импедансов.

На рис. 4 приведен вариант магнитоэлектронного биполярного транзистора с возможными включениями МЭЭС.

На рис. 5 показан магнитоэлектронный полевой транзистор.

На рис. 6 изображена зависимость намагниченности феррита M от приложенного поля H_0 , а также схематичные изображения равновесного состояния насыщенного (однодоменного) и ненасыщенного (многодоменного) состояний. На рис. 7 приведены характерные собственные частоты ненасыщенного феррита кубической кристаллографической структуры:

$v_{\parallel 1,2}$ – частота вдоль границ доменов; $v_{\perp 1,2}$ – частота поперек границ доменов; v_d – частота колебаний междоменных границ, причем $v_d \ll v_{\parallel 1,2}, v_{\perp 1,2}$. В ФПС с каждой из этих собственных частот или с набором собственных частот могут поддерживаться гармонические или шумоподобные составляющие колебаний.

Для линейных состояний феррита в МЭЭС необходимо выполнение соотношений $h \ll H_0$; $m \ll M$, где h – ВЧ магнитная составляющая; H_0 – внутреннее магнитное поле, m – ВЧ намагниченность феррита, M – намагниченность насыщения.

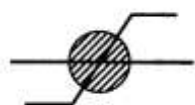


Рис. 3

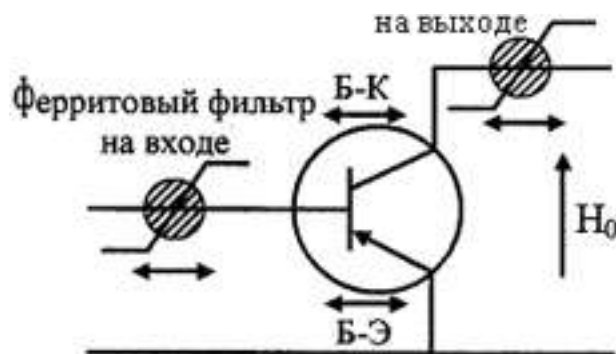


Рис. 4

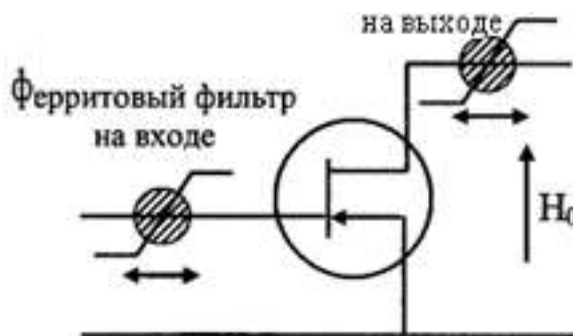


Рис. 5

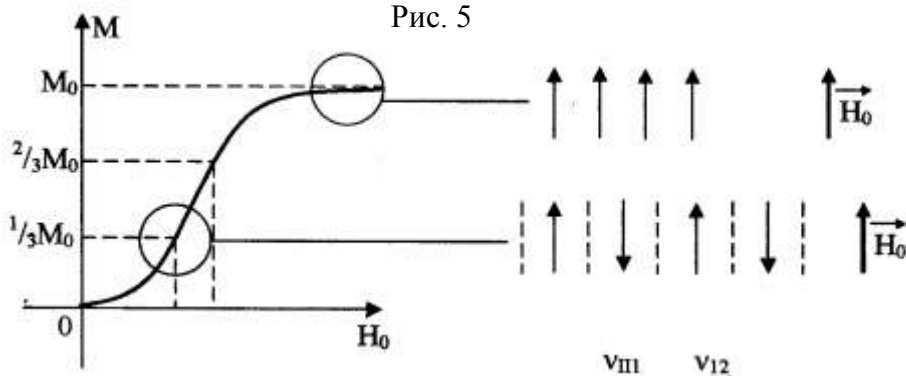


Рис. 6

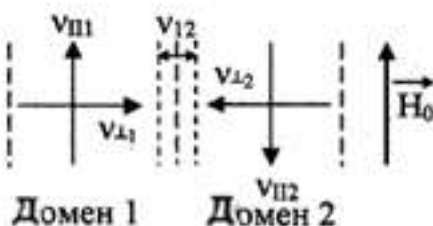


Рис. 7

Для нелинейных состояний феррита в МЭЭС необходимо, чтобы $h \cong H_0$; $m \cong M$.

На рис. 8 показана нелинейная модель ненасыщенного феррита, когда движение векторов намагниченности происходит по сегментам эллиптических поверхностей (изменяется длина вектора и скорость его движения).

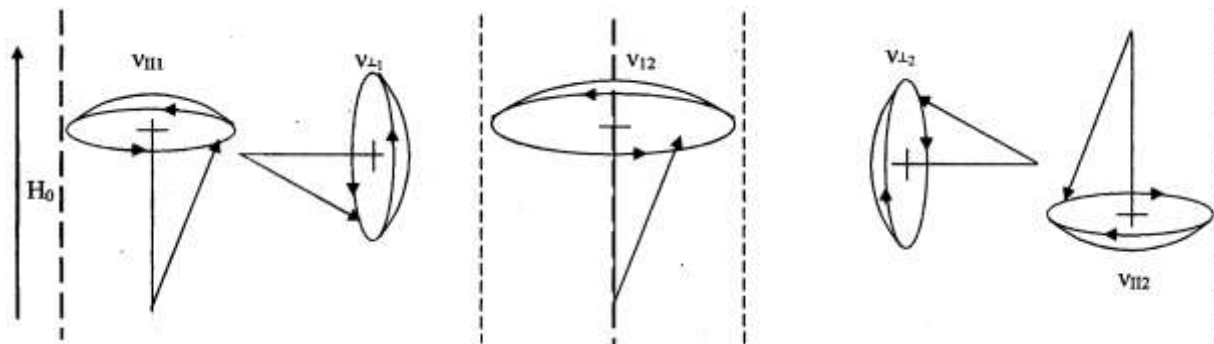


Рис. 8

Многофункциональные свойства генератора, управляемого магнитным полем (ГУМ), показаны на рис. 9, а, б. Генератор выполнен по схеме с общей базой на биполярном мощном транзисторе КТ962Б с ферритовой сферой, имеющей намагниченность насыщения $4\pi M_s = 190$ Гс, напряжение питания $U_k = 4$ В и $U_g = 3$ В при средней мощности $P_{\text{вых}} \approx 0,5$ Вт и $\eta = 50\%$ для сигналов на основной частоте ν_0 (сплошная линия), первой ν_1 (пунктирная линия) и второй ν_2 гармоник (штрихпунктирная линия). Показаны зависимости ширины спектральной линии по уровню -3дБ ($\Delta\nu_{-3\text{дБ}}$) и по основанию – на уровне -60 дБ ($\Delta\nu_{\text{осн } -60\text{дБ}}$) от поля подмагничивания H_0 . Осциллограммы показывают наиболее типичные спектры формируемых сигналов на частоте ν_0 .

При поле $H_0 \cong 0$, которое соответствует авторезонансу, имеем случай генерации достаточно широкополосных шумоподобных сигналов (см. рис. 9, а, осциллограмма 1). С увеличением номера гармоник возрастает ширина спектральной линии.

При увеличении поля подмагничивания до значений $H_0 = (40 \dots 60)$ Э наблюдалась синхронная перестройка центральных частот $\nu_{0,1,2}$ и сужение спектральной линии на уровне $\Delta\nu_{-3\text{дБ}}$ на порядок для всех спектральных составляющих сигнала, причем сужение спектральных линий по основанию на уровне $\Delta\nu_{-60\text{дБ}}$ происходило более эффективно для высших гармоник ν_2 и ν_1 . Сигнал из шумоподобного при $H_0 \cong 0$ (осциллограмма 1) был переведен в спектрально чистый при $H_0 \cong (40 \dots 60)$ Э (осциллограмма 2). При этих значениях магнитное поле H_0 в ГУМ наблюдаются параметрические процессы умножения сигнала основной частоты, так как ширина спектральных линий для всех регистрируемых гармоник близка ($\Delta\nu_1 \cong \Delta\nu_2 \cong \Delta\nu_3 \cong \text{const}$).

При дальнейшем увеличении магнитного поля до значения $H_0 \cong 100$ Э наблюдается переход к шумоподобному сигналу (осциллограмма 3).

При поле $H_0 \cong 105$ Э имел место переход к более узкополосному шумоподобному сигналу (осциллограмма 4).

При $H_0 \cong 120$ Э (осциллограмма 5) уширяется основание спектральных линий шумоподобных сигналов на всех спектральных составляющих.

При увеличении магнитного поля до значения $H_0 \cong 137$ Э имеем широкополосные шумоподобные сигналы (осциллограмма 6).

При $H_0 \cong 139$ Э наблюдается широкополосный шумовой сигнал, который по ширине спектра для всех составляющих $\nu_{0,1,2}$ превосходит (осциллограмма 7) исходные спектральные линии при $H_0 = 0$ Э (см. осциллограмму 1).

При $H_0 \cong 148$ Э имеет место режим зашумленных эквидистантных сеток (осциллограмма 8).

При дальнейшем увеличении магнитного поля наблюдаются режимы спектрально чистых линий с $\Delta\nu_1 = \text{const}$, $\Delta\nu_2 = \text{const}$, $\Delta\nu_3 = \text{const}$ (осциллограмма 9).

Таким образом, на одной ФПС при изменении поля подмагничивания H_0 наблюдалось следующее:

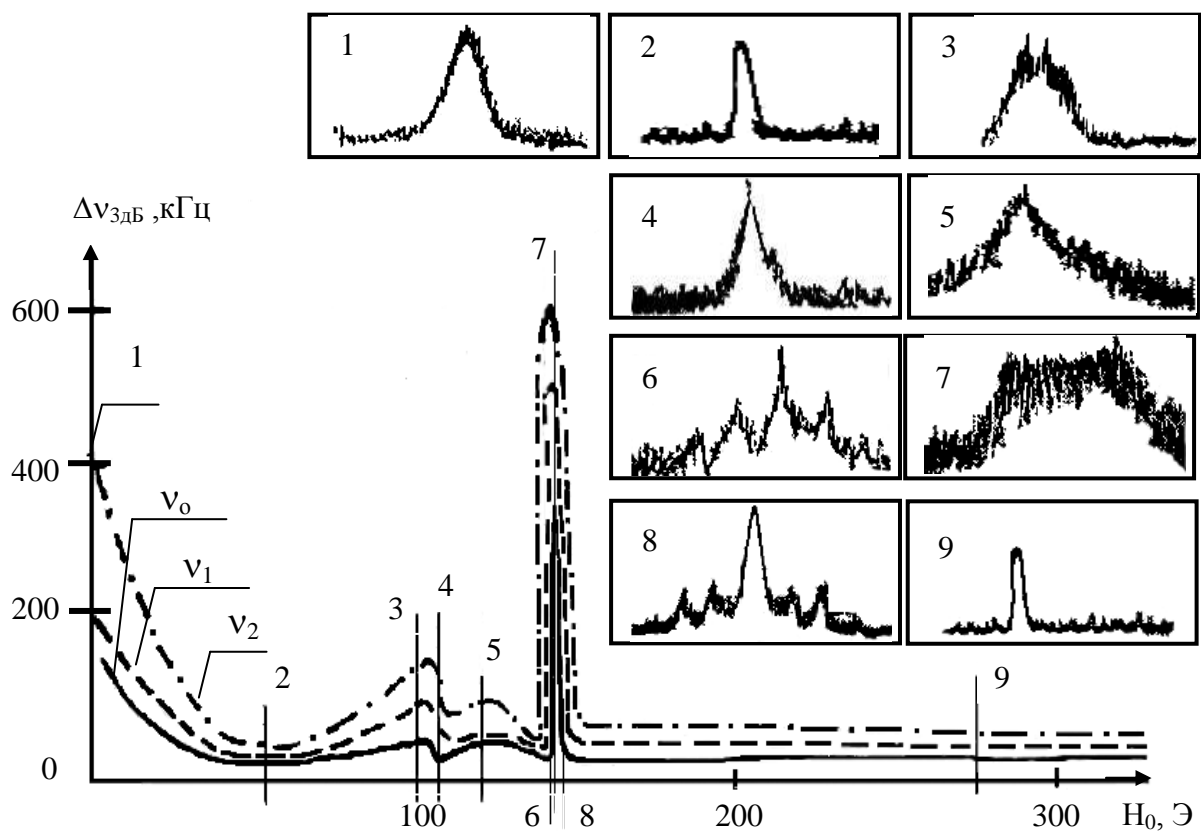
- синхронное изменение центральных частот для составляющих ν_0, ν_1, ν_2 ;
- одновременное управление видами сигналов, их спектральными и шумовыми характеристиками;
- управление качеством сигнала и переходом от первоначального шумового режима (осциллограмма 1) к спектрально чистым (осциллограммы 2 и 9) сигналам и шумовым сигналам с различной неравномерностью (осциллограммы 3, 4, 5, 6, 7, 8) и наибольшей спектральной плотностью мощности – СПМ (осциллограмма 8);
- управление шириной спектральной линии более чем в 10–40 раз.

Исследования генератора, описанного выше, показали, что в ФПС возможно многофункциональное управление энергетическими и спектральными характеристиками, качеством сигнала, СПМ при различных значениях магнитного поля H_0 от уровня ВЧ-мощности, так называемое динамическое управление.

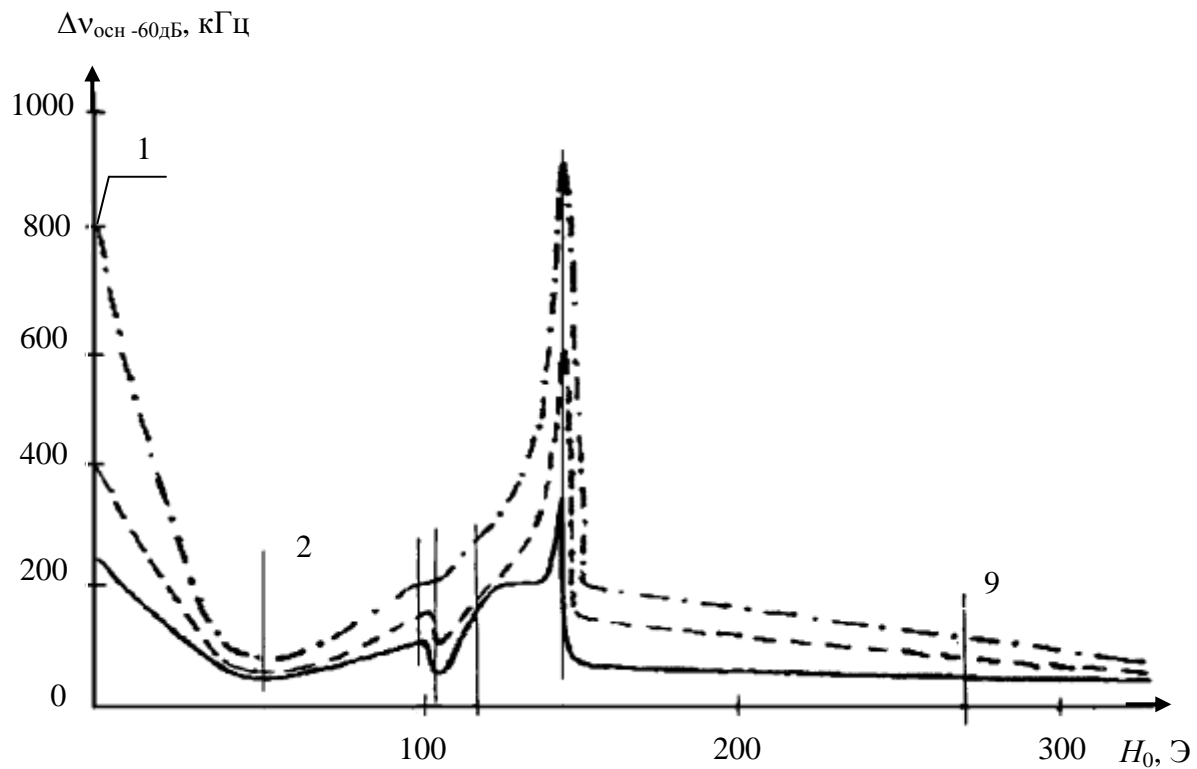
На рис. 10, *a, б* приведены зависимости энергетических и спектральных характеристик регулярных и шумоподобных сигналов ($\Delta\nu_{-3}$ дБ, $\Delta\nu_{-60}$ дБ, осциллограммы 1–7), формируемых при различных значениях магнитного поля H_0 и уровнях выходной мощности $P_{\text{вых}}$ для основной частоты ν_0 .

Из приведенных данных видно, что для данного типа генераторной ФПС при определенных значениях уровня выходной мощности имеет место генерация:

- спектрально чистых сигналов ($P_{\text{вых}} = 0,1$ Вт, $H_0 = 253$ Э, осциллограмма 1 рис. 10, *a*);
- наиболее широкополосных шумовых сигналов ($P_{\text{вых}} = 0,5$ Вт; $H_0 = 253 \dots 260$ Э, осциллограмма 2, 3 рис. 10, *a, б*);
- шумовых сигналов ($P_{\text{вых}} = 1$ Вт, $H_0 = 250 \dots 253$ Э, осциллограмма 4 рис. 10, *a, б*);



a



б

Рис. 9. Многофункциональные свойства генератора, управляемого магнитным полем

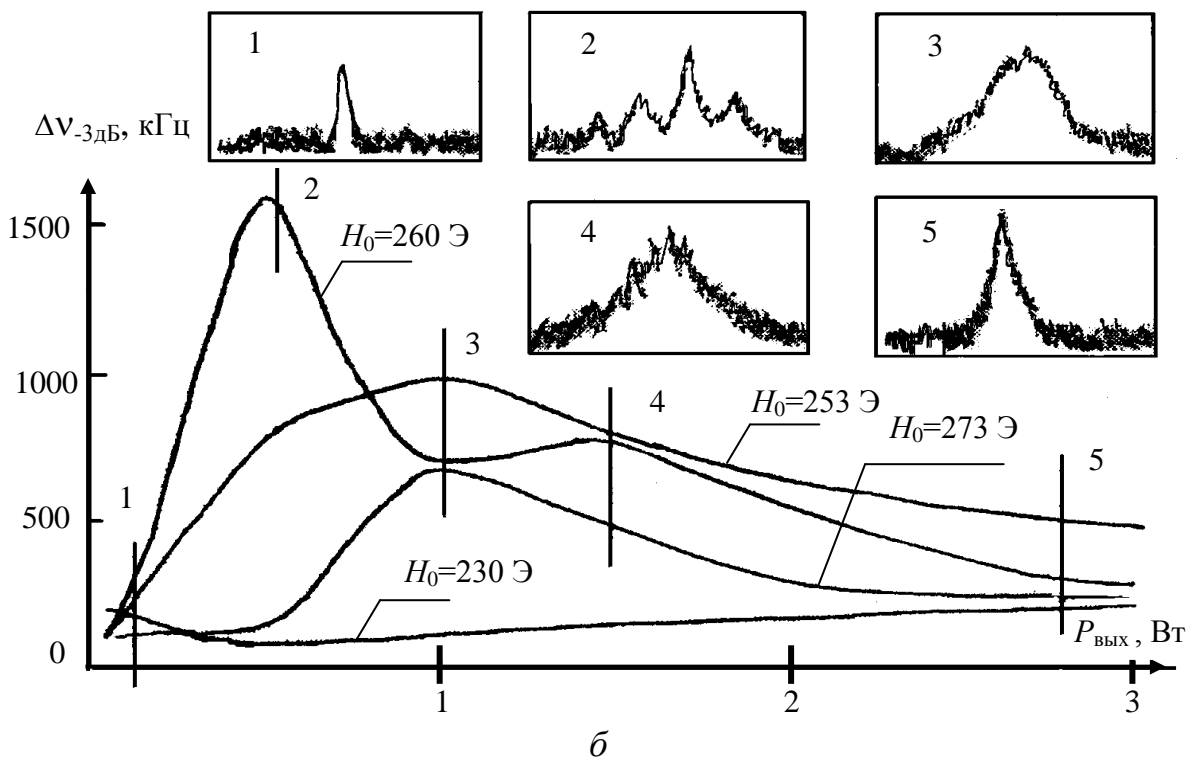
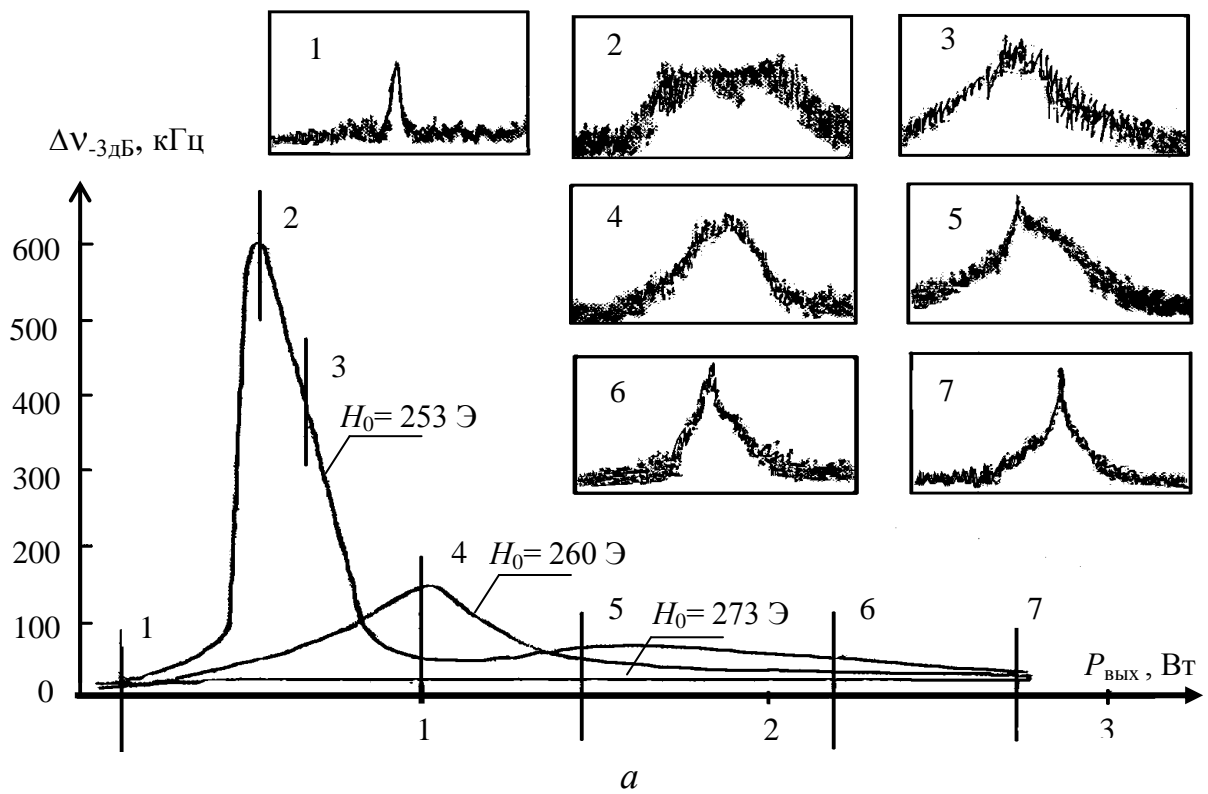


Рис. 10. Энергетические и спектральные характеристики сигналов в зависимости от магнитного поля H_0 и выходной характеристики мощности $P_{ВЫХ}$

– шумовых сигналов ($P_{\text{вых}} = (1 \dots 2,8) \text{ Вт}$, $H_0 = 250 \dots 260 \text{ Э}$, осциллограммы 5, 6, 7, рис. 10, *а* и осциллограммы 4, 5, рис. 10, *б*).

Приведенные данные показывают, что в генераторной ФПС возможно управление СПМ в 10 ... 50 раз, включая ваттные уровни мощности.

На рис. 11 схематично показана ФПС, применявшаяся для исследования физических механизмов многофункциональных гетеромагнитных взаимодействий в ОВЧ-, УВЧ-, СВЧ- и ближней части КВЧ-диапазонов (от 10 МГц до 40 ГГц). Фрагментом показана доменная структура феррита с характерными частотами ν_{\parallel} , ν_{\perp} и $\nu_{\text{гр}}$.



Рис. 11. Многокомпонентная феррит-полупроводниковая структура – гетеро-магнитный радиокомпонент (ГМК)

На рис. 12–17 схематично представлены основные виды сигналов, формируемых генераторными феррит-полупроводниковыми структурами с гетеромагнитными взаимодействиями в режимах параметрического умножения и деления¹ (см. рис. 12), параметрического умножения и параметрической частотной модуляции (см. рис. 13, 14), избирательное зашумливание отдельных участков в спектре (см. рис. 15), избирательное увеличение уровня мощности (см. рис. 16), генерация сверхширокополосного белого шума (см. рис. 17).

На рис. 12 показаны:

- сигнал на фундаментальной (основной) частоте $\nu_0 = 1 \text{ ГГц}$ с шириной спектральной линии на определенном уровне от амплитудного значения $\Delta\nu$;
- сигналы гармонических составляющих с $n = 20$ и $n = 40$ с $\Delta\nu = \text{const}$;
- сигнал субгармонической составляющей при номере субгармоники $m = 70$ с $\Delta\nu = \text{const}$.

Экспериментально генерация (параметрическое умножение и деление сигнала) наблюдалась на структуре, выполненной на основе транзистора КТ938А и сферического микрорезонатора из монокристаллического YIG с намагниченностью $4\pi M_s = 410 \text{ Гс}$. При этом в области гармонических составляющих частот $\nu > 1 \text{ ГГц}$ умножение было высокоэффективным, вплоть до $\nu \geq 40 \text{ ГГц}$, а в области $\nu < 1 \text{ ГГц}$ субгармонических составляющих параметрическое деление имело потери на преобразование на $-(40\div 45)$

¹ Режимы параметрического деления сигнала фундаментальной частоты наблюдаются в определенных типах и конструкциях ФПС.

дБ выше, чем для гармонических составляющих, что было связано с наличием в макете фильтра нижних частот. Процессы были параметрические с $\Delta\nu = \text{const}$ для гармоник с $n > 1$ и субгармоник с $m > 1$.

С изменением поля подмагничивания H_0 центральные частоты всех спектральных составляющих синхронно перестраивались, причем крутизна перестройки для гармоник $\beta_n = \Delta\nu_n / \Delta H = n\Delta\nu / \Delta H_0$, а для субгармоник $\alpha_m = \Delta\nu_m / H_0 = \Delta\nu / m H_0$, где $n = 2, 3, \dots, m = 2, 3, \dots, \Delta\nu_n \cong \Delta\nu_m \cong \Delta\nu$.

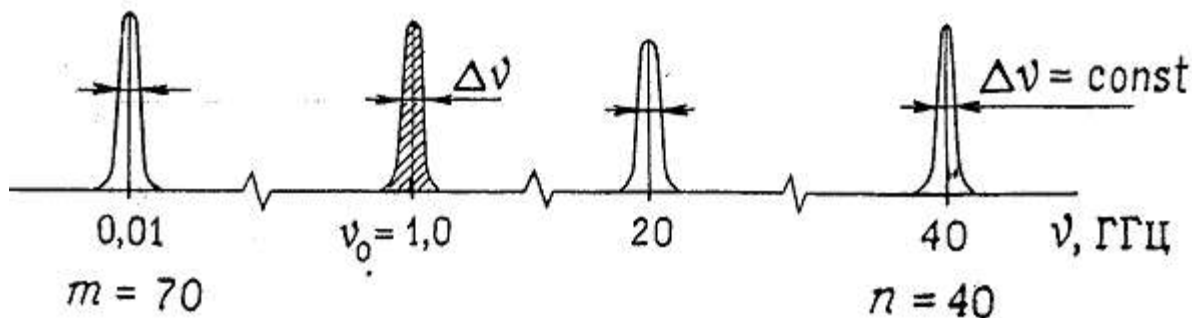


Рис. 12. Генерация на ГМК поли- и субгармонических составляющих фундаментальной частоты 1 ГГц, максимальный номер гармоники –40, максимальный номер субгармоники –70

На рис. 13 показаны спектры сигналов в режиме генерации эквидистантных сеток частот в окрестности каждой составляющей спектра: ν_0^c , ν_n^c , причем частотные расстояния для гармонических составляющих $\Delta\nu_n = n\Delta\nu_0$, а для субгармонических $\Delta\nu_m = \Delta\nu_0 / m$.



Рис. 13. Генерация на ГМК эквидистантных сеток частот в полосе 10 МГц – 40 ГГц. Показаны сетки частот в области фундаментальной частоты 1 ГГц и гармоники – с номером 40 ГГц

При изменении магнитного поля H_0 группы эквидистантных сеток перестраивались синхронно с крутизнами, аналогичными сигналам на рис. 12. При определенных значениях поля H_0 эквидистантность частотных расстояний изменялась скачком, и в частотных областях каждой составляющей (см. рис. 13) наблюдалось дробление на составляющие следующих порядков (см. рис. 14, на котором показаны сетки частот второго порядка в областях фундаментальной частоты $\Delta\nu_0$ и гармоники – ν_{40} с $n = 40$).

При изменении уровня ВЧ выходной мощности также наблюдались эквидистантные сетки высших порядков (с более мелким дроблением частотных областей).

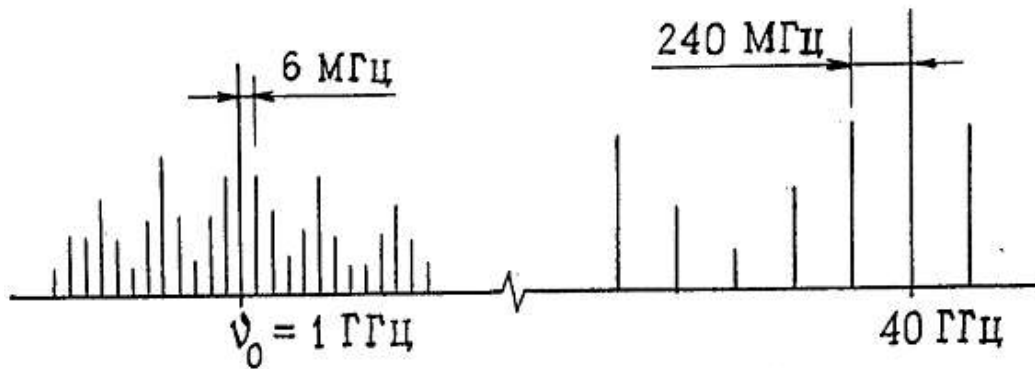


Рис. 14. Генерация на ГМК эквидистантных подсеток частот в полосе 10 МГц – 40 ГГц. Показаны участки спектра в области фундаментальной частоты 1 ГГц и частично в области частоты 40 ГГц

На рис. 15, 16 показаны генераторные режимы работы структуры, при которых имеют место избирательное зашумливание составляющих определенных частотных областей; избирательное изменение уровня мощности определенных составляющих.

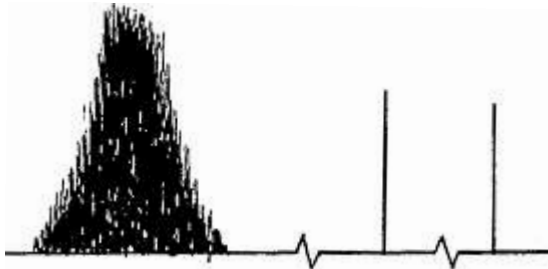


Рис. 15. Избирательное зашумливание отдельных участков в спектре частот

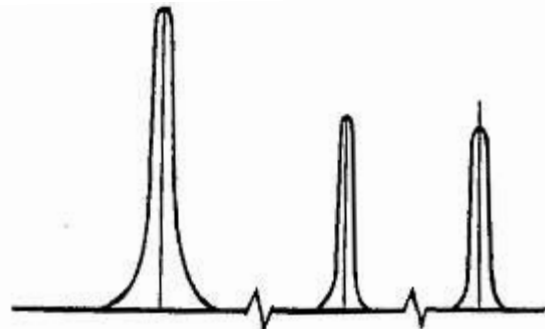


Рис. 16. Избирательное увеличение уровня мощности, генерируемое ГМК в отдельных участках спектра

Одним из интересных режимов работы генераторной феррит-полупроводниковой структуры явились режимы генерации шума с равномерным распределением спектральной плотности мощности в широком (многооктавном) частотном диапазоне. На указанной структуре наблюдался близкий к белому шуму сигнал в диапазоне частот шире 10 МГц–40 ГГц (см. рис. 17).

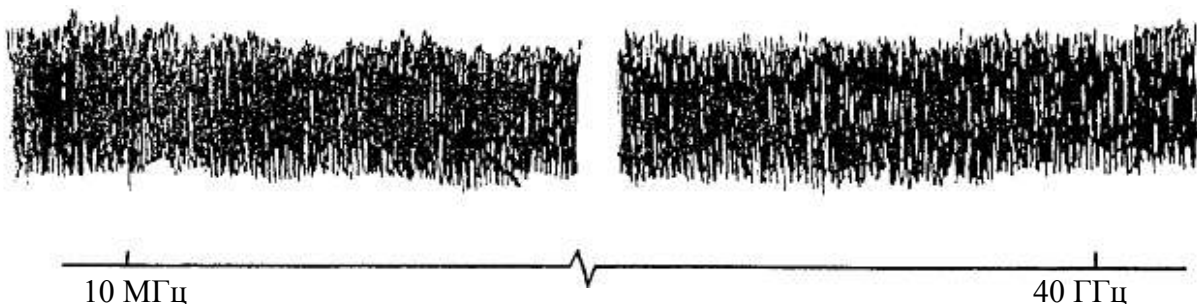


Рис. 17. Генерация на ГМК белого шума в полосе частот 10 МГц–40 ГГц

Диаграммы в координатах «мощность-частота» для некоторых отечественных и зарубежных типов транзисторов и гетеромагнитных многофункциональных генераторов (ГМГ) на их основе приведены на рис. 18.

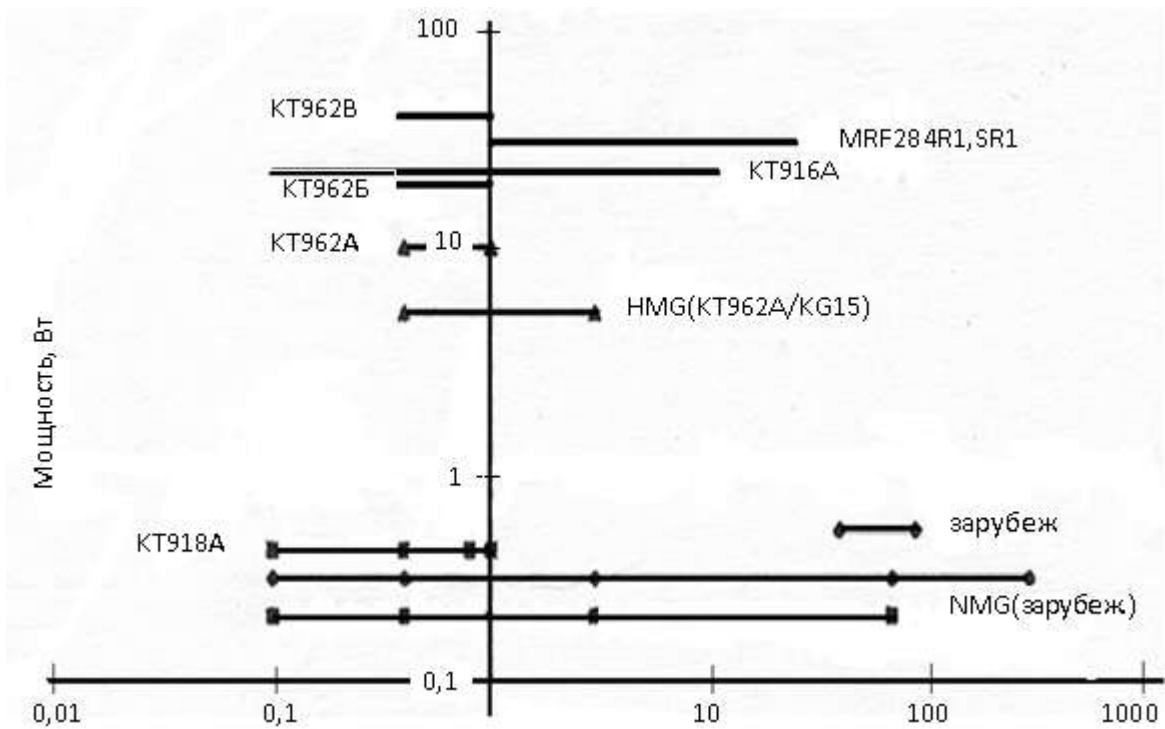


Рис. 18

На рис. 19 показана обобщенная зависимость резонансных частот $\nu_{рез}$ для различных ферритов: гранатов (KG), шпинелей (KS) и гексаферрита бария (KB), которые могут использоваться в феррит-полупроводниковых структурах.

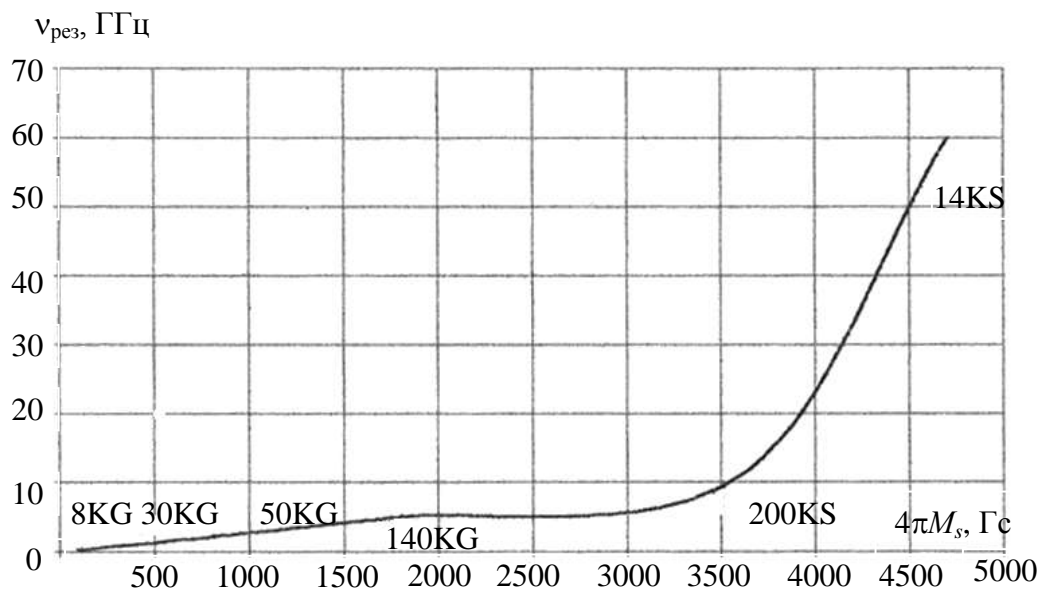
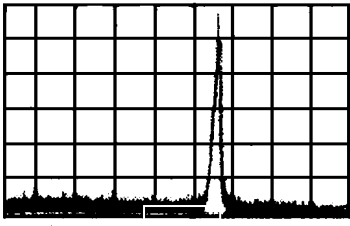
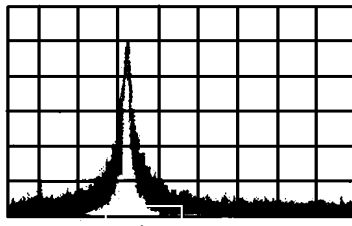


Рис. 19

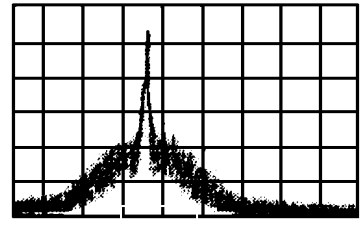
Основные виды спектров сигналов, которые наблюдались в автогенераторных режимах в мощных феррит-транзисторных структурах, выполненных на промышленных транзисторах KT962B и ферритах типа KG15, KG30, KG65, показаны на осциллограммах рис. 20.



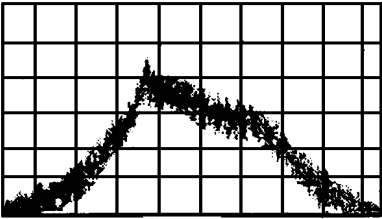
a



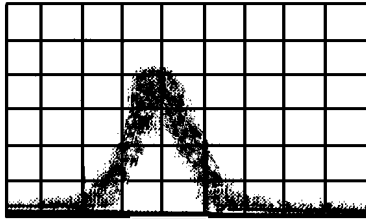
б



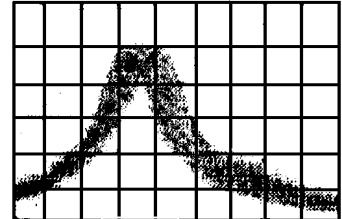
в



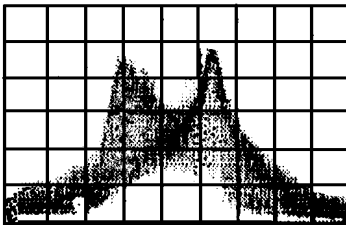
г



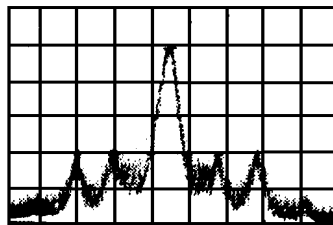
д



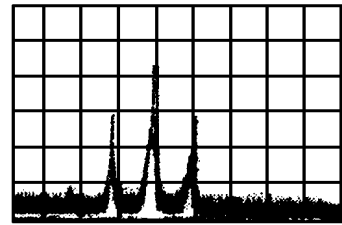
е



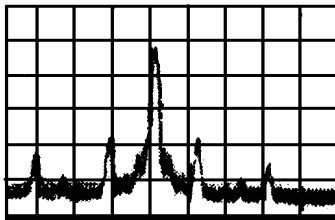
жс



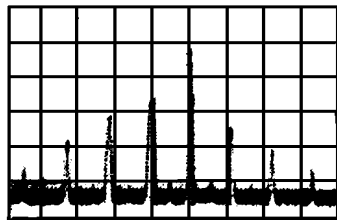
з



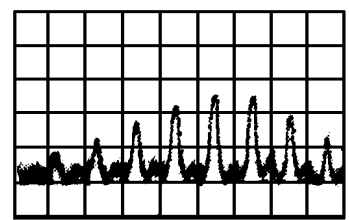
и



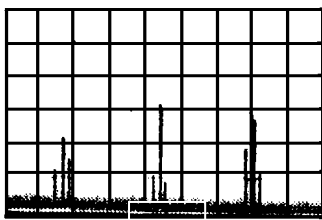
к



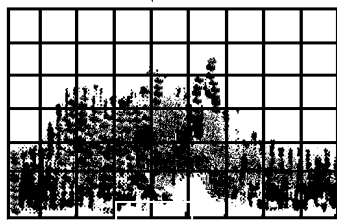
л



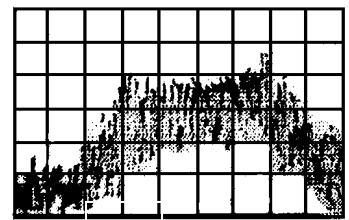
м



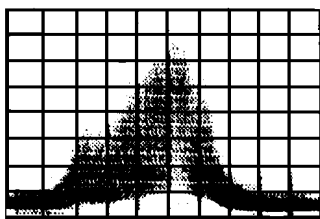
н



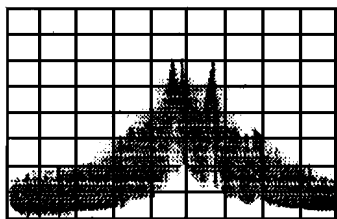
о



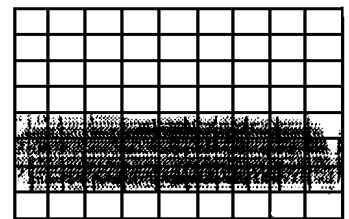
п



р



с



т

Рис. 20

Напомним, что это вид сигналов, генерируемых ФПС одновременно на основной частоте, гармонических составляющих и, при определенных типах структур, на субгармонических составляющих, которые могут синхронно перестраиваться по частоте (фазе) при изменении напряжений питания транзистора или величины поля подмагничивания.

На рис. 20, *а* показан вид спектрально-чистого сигнала с шириной спектральной линии $\Delta\nu = 10$ кГц.

На рис. 20, *б, в* приведены спектры сигналов в режиме зашумливания пьедестала вблизи несущей частоты в диапазоне доплеровских частот отстроек (до 100 кГц).

На рис. 20, *г* – спектр сигнала в режиме зашумливания пьедестала в широком диапазоне частот отстроек, включающем диапазоны доплеровских и промежуточных частот отстроек.

На рис. 20, *д, е, ж* приведены спектры шумоподобных широкополосных сигналов различных видов.

На рис. 20, *з – 20, н* показаны спектры эквидистантных сеток частот в различных режимах зашумливания.

На рис. 20, *о – 20, с* приведены различные спектры широкополосных шумоподобных сигналов.

На рис. 20, *т* показан спектр белого шума в диапазоне частот 10 МГц – 40 ГГц с интегральной мощностью 50 мВт при КПД = 45%.

Рассматриваемые ФПС в режиме генерации допускают синхронное управление центральными частотами, шириной спектров, их формой и качеством сигнала – уровнем шума за счет изменения поля подмагничивания H_0 и напряжения питания транзистора.

На рис. 21, *а, б, в* показаны экспериментальные зависимости изменения ширины спектральной линии $\Delta\nu_{-3дБ}$ для основной ν_0 и первой гармонической составляющей ν_1 сигналов в ФПС за счет изменения напряжений на эмиттере $U_э$, на коллекторе $U_к$ и поля подмагничивания H_0 . Минимальная ширина спектральной линии сигналов составляла $\Delta\nu_{-3дБ}=10\dots15$ кГц, и ее уширение, за счет режима питания транзистора составляло более 20–30 раз, а за счет изменения магнитного поля – в $3\cdot 10^2$ раз.

Средняя крутизна перестройки центральной частоты ν_0 и первой гармонической составляющей ν_1 сигналов, генерируемых ФПС, за счет напряжений на транзисторе – $U_к$ и $U_э$:

- по напряжению на эмиттере $\Delta\nu_0/\Delta U_э \cong -18 \text{ МГц/В}$, $\Delta\nu_1/\Delta U_э \cong -42 \text{ МГц/В}$;
- по напряжению на коллекторе $\Delta\nu_0/\Delta U_к \cong +8 \text{ МГц/В}$, $\Delta\nu_1/\Delta U_э \cong +12 \text{ МГц/В}$;
- по полю подмагничивания $\Delta\nu_0/\Delta H_0 = +1,4 \text{ МГц/Э}$, $\Delta\nu_1/\Delta H = +2,6 \text{ МГц/Э}$.

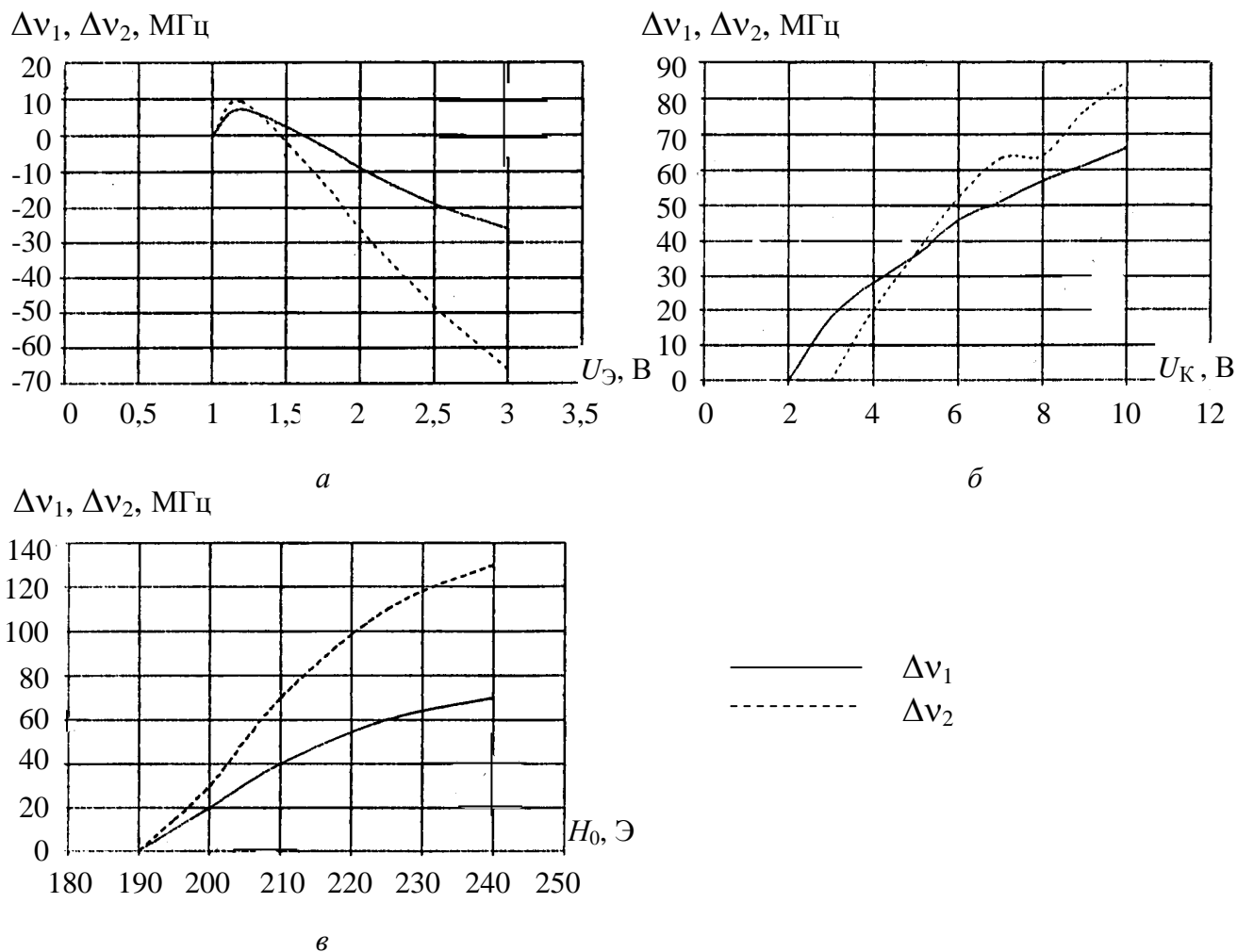


Рис. 21. Параметры управления частотой ГУМ для основной частоты и основной гармоники в зависимости от: *а* – напряжения на эмиттере; *б* – напряжение на коллекторе; *в* – изменения магнитного поля

В табл. 1 приведены показатели, которые наиболее существенно изменяются при использовании генераторных гетеромагнитных структур.

Таблица 1

Показатели, изменяющиеся при использовании генераторных гетеромагнитных структур

Параметры	Условная генераторная гетеромагнитная структура	Условный прототип	Выигрыш, его оценка
1. Масса	Десятки гр.	Десятки-сотни кг	В 10^3-10^5 раз и более
2. Габариты	$\sim 1 \text{ мм}^3$	$0,5 \text{ дм}^3$	10^5 раз и более
3. Себестоимость	50–400 S	Десятки-тыс. S	10^2-10^3 и более
4. Рабочий ресурс	10^3-10^4 и более ч	100–200 ч	В 10^2-10^3 раз и более
5. КПД технический	50–60 %	-	Существенны

Окончание табл. 1

6. Диапазон перекрытия рабочих частот, ГГц	5...7 частотных октав И более	2 частотные октавы	В 2.5 ... 3 раза и более
7. Мультичастотность (многооктавное перекрытие частотного диапазона одним видом сигнала)	Есть	Нет	Крайне существенный
8. Многофункциональность (спектрально чистые, шумоподобные, эквидистантные сетки частот, белый шум)	Основное преимущество (нет аналогов)	Ограничена	Крайне существенный
9. Продвижение в новые частотные диапазоны	На одной конструкции ЧИПа без финансовых затрат	Значительные финансовые затраты на НИОКР, пром. освоение и выпуск	Крайне существенный
10. Удельная мощность, Вт/кг	10^2-10^4	Нет данных	Крайне существенный
11. Спектральная плотность мощности, Вт/МГц	100–500 и более	100–500	При уменьшении на порядок массогабаритов и КПД \approx 50%
12. Управление шириной спектральной линии	10^3-10^4 раз и более	Нет данных	В 10^3-10^4 раз и более, крайне существенный
13. Синхронное управление перестройкой по частоте (фазе) всех составляющих	Основное преимущество	Нет данных	Крайне существенный
14. Мультирежимность (электрическое переключение из одного вида сигнала в другой, управление величиной и неравномерностью СПМ, переход из непрерывного в импульсный режим, сигналы от спектрально чистых до белого шума и сеток частот с управляемой эквидистантностью)	Основное преимущество	Нет аналогов	Крайне существенный
15. Уровень непрерывной мощности, Вт	5–10 (может быть повышен в $10^2 \dots 10^3$ раз)	Десятки - сотни	Крайне существенный

При теоретических исследованиях доменных режимов работы МЭЭС использовалась схема, приведенная на рис. 22, и резонансные частоты вдоль границ доменов $\omega_{\parallel 1,2}^2 = 1/L_{\parallel 1,2} C_{\parallel 1,2}$, поперек границ доменов $\omega_{\perp 1,2}^2 = 1/L_{\perp 1,2} C_{\perp 1,2}$ и междоменных границ $\omega_d^2 = 1/L_d C_d$.

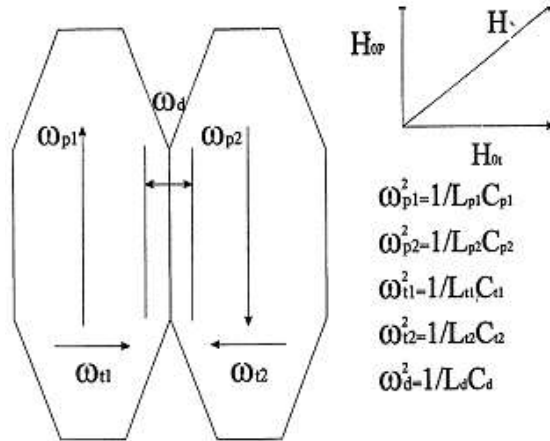


Рис. 22

На рис. 23 показаны структура биполярного транзистора и сферический YIG-микрорезонатор, ВЧ магнитные поля транзистора по переходу «эмиттер-база» – h_{be} и ВЧ магнитные поля ФР. Матрица связи ВЧ намагниченности \bar{M} имеет размер 5×5 .

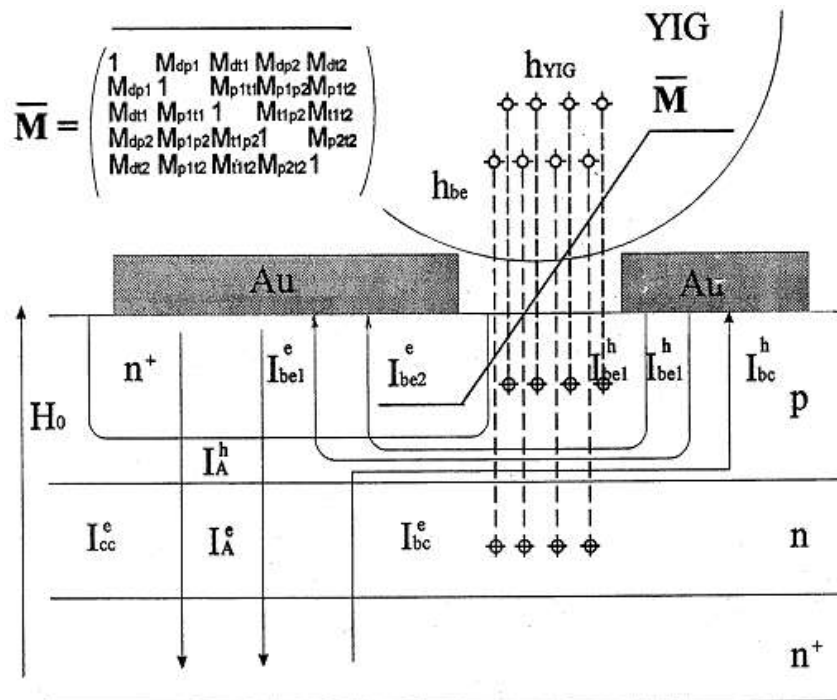


Рис. 23

На рис. 24 приведена эквивалентная схема генераторного мощного магнитоэлектронного биполярного транзистора (МЭБТ) на основе YIG-микрорезонатора (пять колебательных контуров) и модели Гуммеля-Пунна.

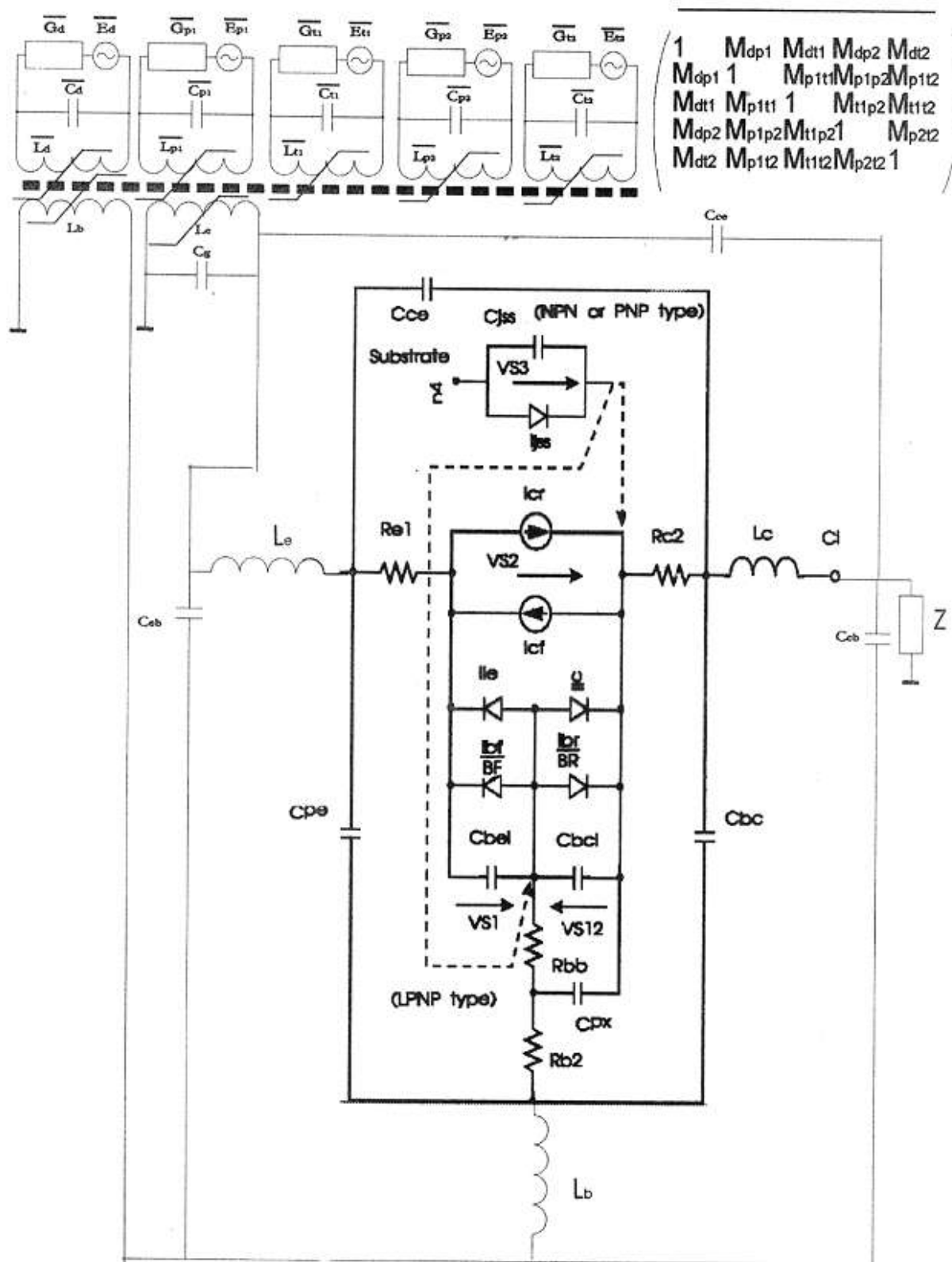


Рис. 24. Эквивалентная схема мощной НМ-структуры

Методы отработки эквивалентных параметров МЭБТ включают:

- разработку и изготовление экспериментальных образцов МЭЭС, исследование их параметров, сравнение теоретических и экспериментальных данных;

- отработку эквивалентных параметров базовых структур биполярных транзисторов;

- проектирование, разработку и изготовление экспериментальных образцов МЭБТ, теоретическое и экспериментальное исследование параметров и их характеристик.

Многофункциональные генераторные режимы работы ФПС представляют собой самостоятельное направление исследований и разработок как в области математических и физических методов моделирования, проектирования и расчета моделей и топологий, так и в области разработок технологий создания таких структур, включая сложные по типу многофункциональные синтезаторы частот.

Другими направлениями гетеромагнитной микроэлектроники являются исследования и разработки в области магнитоэлектронного усиления сигналов в ФПС, управления качеством сигнала, снижения отношения сигнал/шум, формирования режимов избирательного усиления, включая усиление на высоком уровне сигналов.

Простейшие схемы магнитоэлектронных усилителей могут содержать МЭЭС в цепях электродов транзисторов, включая случай максимального приближения к транзистору на первом этапе работы и исследований процессов в таких устройствах. Более важными, хотя и более интересными с точки зрения эффектов управления параметрами и характеристиками сигналов, являются схемы, содержащие в цепях отрицательных обратных связей усилителей магнитоэлектронные элементы на основе ферритовых микрорезонаторов. В этом случае достигаются:

- эффекты избирательной перестройки центральной частоты усилителя;
- сверхширокополосные (многооктавные) режимы при использовании микропроцессорных систем управления.

На рис. 25 приведена схема подключения к транзисторам типа 2N6679A (Motorola, рабочий диапазон – до 4 ГГц, мощность – 0,45 Вт, коэффициент усиления по мощности – 4,8 дБ) и КТ9189Б-2 (рабочий диапазон – 200 – 470 МГц, мощность – 2Вт, коэффициент усиления по мощности – 10 дБ), МЭЭС в виде колебательных контуров А, В, С.

При подключении контура А в цепь базы транзистора 2N6679А реализуется режекторный режим (рис. 26).

При подключении контура С в цепь коллектора транзистора 2N6679А имеем полосно-пропускающий режим (рис. 27).

При подключении контура В в цепь эмиттера транзистора 2N6679А имеет место режекторный режим (рис. 28).

При включении контуров А в цепь базы (рис. 29) и контура С в цепь коллектора (рис. 30) транзистора КТ9183 имеют место режекторный и полосно-пропускающий режимы соответственно.

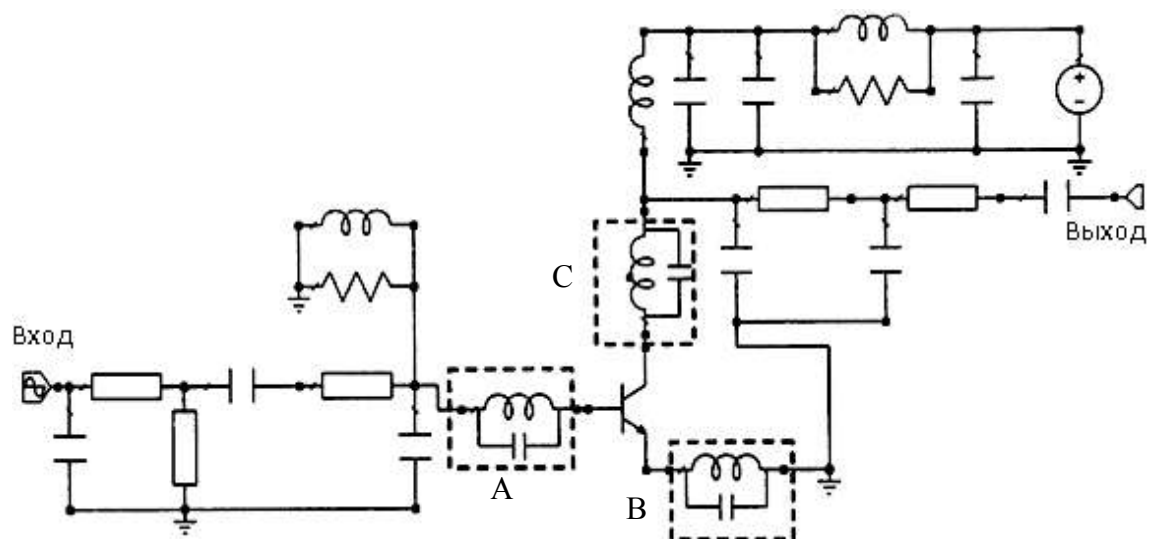


Рис. 25. Схема включения транзисторов Motorola 2N6679A (рабочий диапазон до 40 ГГц, мощность 0,45 Вт, коэффициент усиления по мощности 4,8 дБ) и KT9189-2

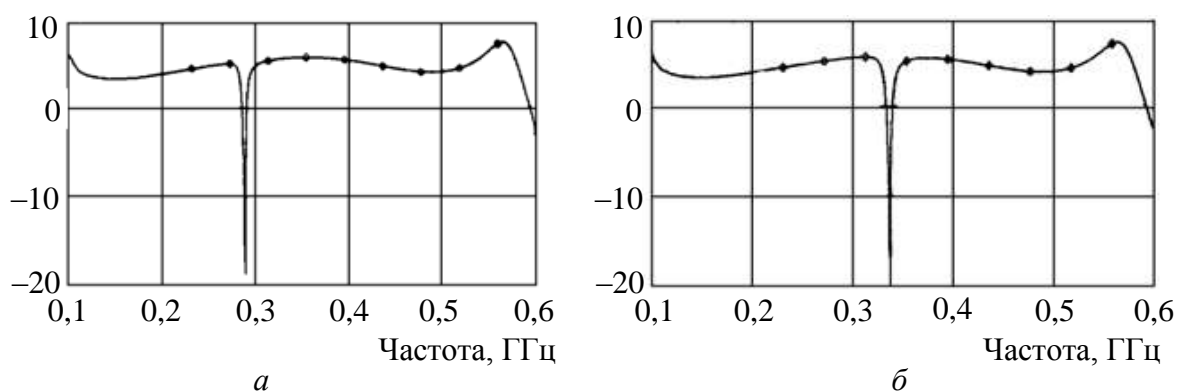


Рис. 26. Режекторный режим при включении параллельного контура А в цепь базы транзистора 2N6679А: а, б – показана перестройка полосы заграждения

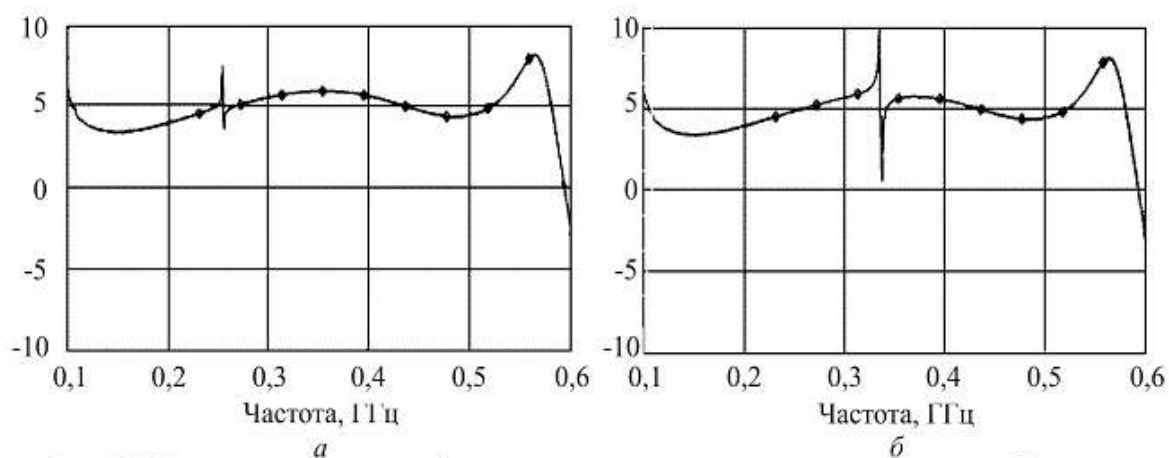


Рис. 27. Полосно-пропускающий режим при включении параллельного контура С в цепь коллектора транзистора 2N6679А: а, б – перестройка полосы пропускания

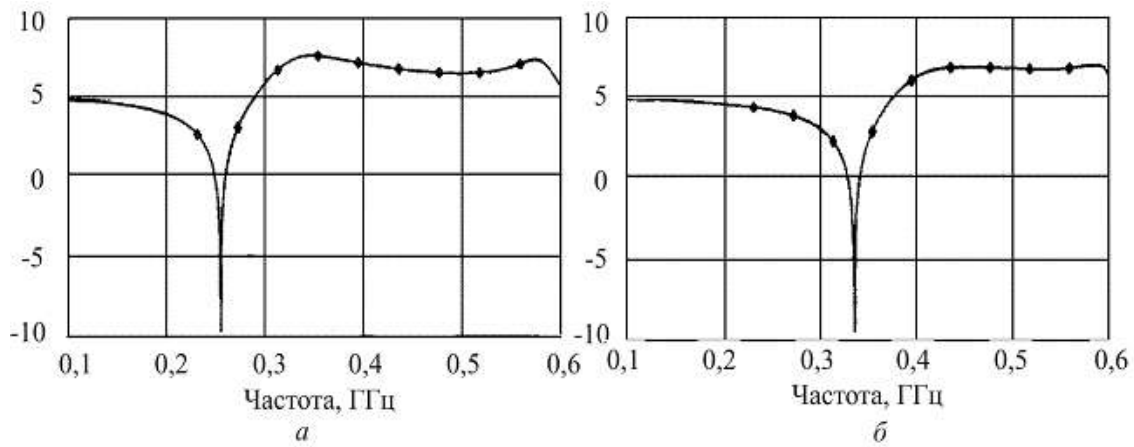


Рис. 28. Параллельный контур В в цепи эмиттера транзистора 2N6679А: *a, б* – перестройка полосы заграждения

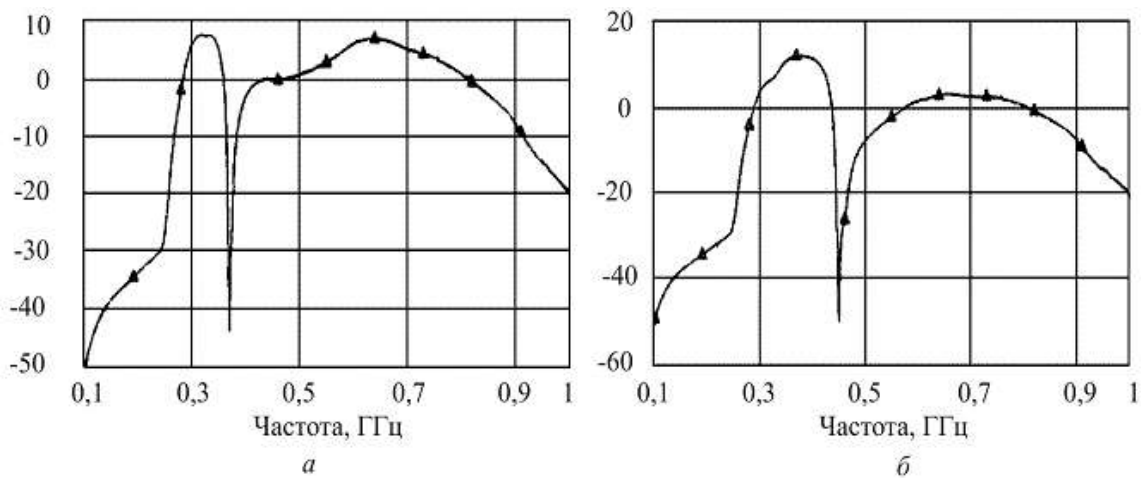


Рис. 29. Параллельный контур А включен в цепь базы транзистора КТ9189Б-2: *a, б* – перестройка полосы заграждения

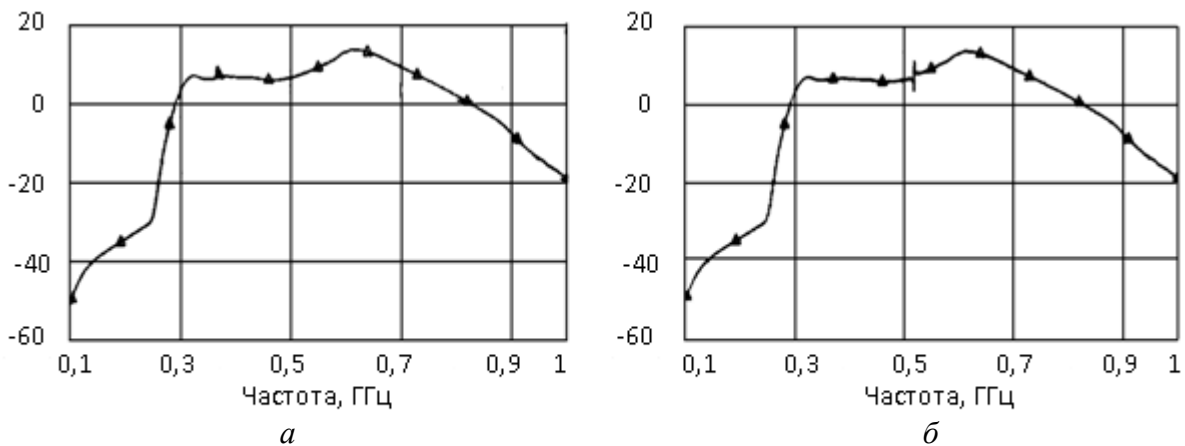


Рис. 30. Параллельный контур С включен в коллекторную цепь (цепь питания) транзистора КТ9189Б-2: *a, б* – перестройка полосы пропускания

Одно из новых направлений применения магнитоэлектронных взаимодействий связано с магниточувствительными режимами на основе ферромагнитного резонанса в автогенераторах на ФПС. В цепи положительной

обратной связи ФПС включен микрорезонатор из монокристаллического феррита (сферы, пленки). Эффективное, внутреннее магнитное поле такого резонатора зависит от величины и направления вектора магнитного поля H_0 в точке расположения ФР. Поэтому частота такого автогенератора будет однозначно связана с H_0 и может регистрироваться сколь угодно точно.

В табл. 2 для сравнения приведены известные типы магнитных датчиков, их чувствительность и принцип действия. Автогенераторные датчики, построенные на ФМР, выгодно отличаются от большого числа известных датчиков и могут быть реализованы на основе современных технологий в виде малогабаритных, портативных устройств, включающих микроконтроллерную обработку сигнала-отклика и его протоколирование на ЭВМ.

Таблица 2

Характеристики различных типов датчиков

№ п/п	Тип датчика	Чувствительность	Принцип действия
1	Магнитостатический	1 нТл (10^{-5} Э)	Взаимодействие измеряемого поля с постоянным магнитом
2	Электрический (электромагнитный)	0,1 нТл (10^{-6} Э)	Взаимодействие измеряемого поля с магнитным полем катушек (обычно колец Гельмгольца)
3	Индукционный	0,1–1 нТл (10^{-6} – 10^{-5} Э)	Наведение э.д.с. в контуре при изменении магнитного потока
4	Феррозонд	10^{-2} – 10^{-1} нТл (10^{-7} – 10^{-6} Э)	Разновидность индукционного измерения по второй гармонике
5	Гальваномагнитный	10^{-5} – 10^{-4} Тл (0,1–1 Э)	Эффект Холла
6	Магниторезистивные	10 нТл (10^{-4} Э)	Возникновение силы Лоренца в магнитном поле
7	Квантовый	0,1 нТл (10^{-6} Э)	Явление ядерного магнитного резонанса
8	На основе ФМР	0,01–0,1 нТл (10^{-7} – 10^{-6} Э)	Явление ферромагнитного резонанса (электронный резонанс в магнитоупорядоченных веществах)
9	Сверхпроводящий	10^{-6} нТл (10^{-11} Э)	Измерение числа квантов магнитного потока пронизывающего контура

На рис. 31 показаны диаграммы регистрации параметров «частота – магнитное поле» магнитометрическим датчиком автогенераторного типа, содержащего ферритовый микрорезонатор в виде сферы в цепи положительной обратной связи для различных дискретов угла поворота в азимутальной (горизонтальной) плоскости.

Максимальное значение параметра «частота–поле» соответствует направлению плоскости магнитного меридиана в данной точке пространства размещения магнитометрического датчика.

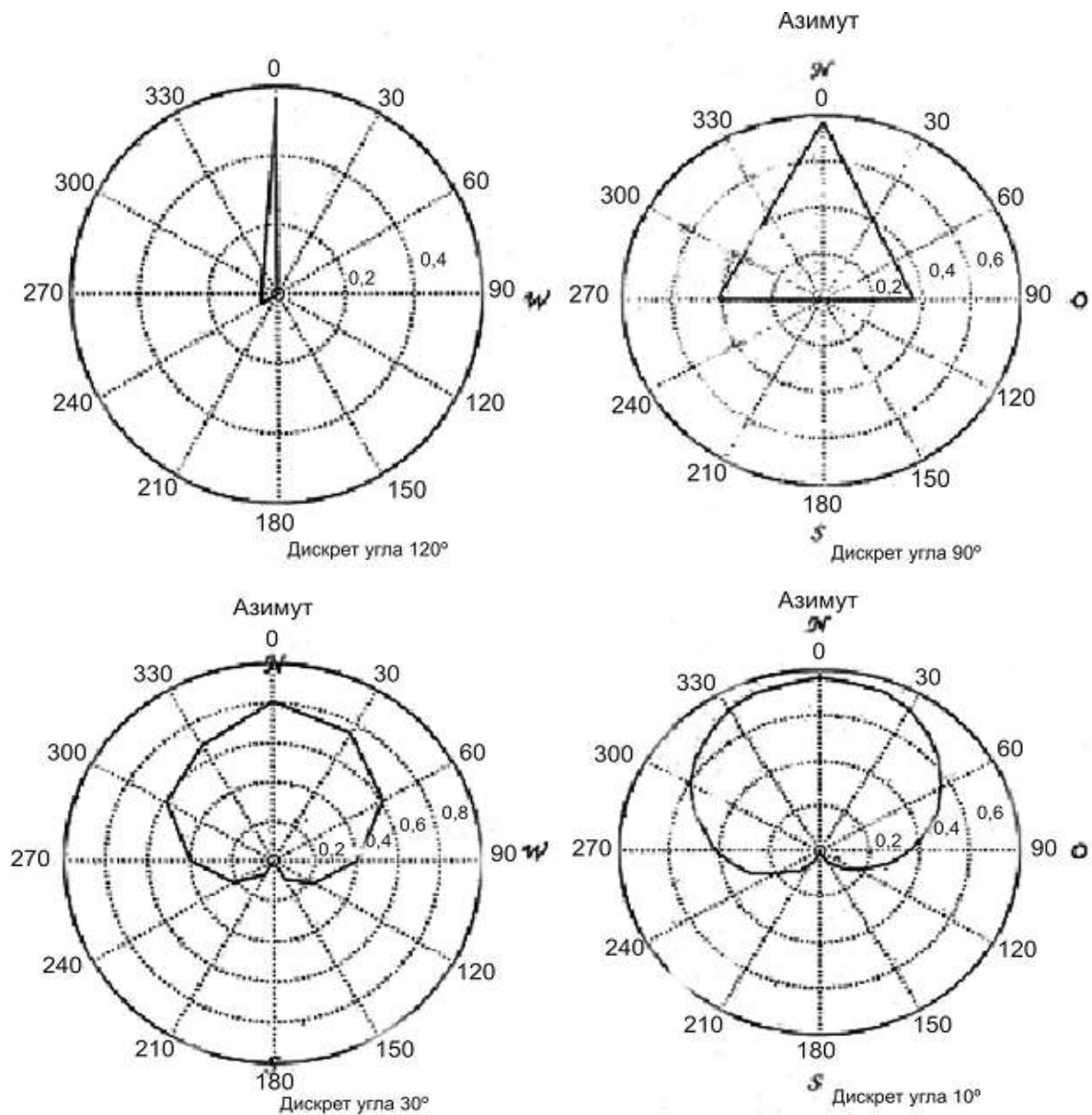


Рис. 31

При вращении магнитометрического датчика в меридиональной плоскости имеют место аналогичные предыдущим диаграммы в координатах «частота–поле», причем максимум диаграммы соответствует направлению вектора магнитного поля в данной точке пространства или углу магнитного наклона вектора магнитного поля (рис. 32).

На рис. 33 приведены зависимости регистрации по дальности для феррита в виде сфер при магнитной чувствительности магнитометрического датчика 10^{-4} Гс или 10 нТл.

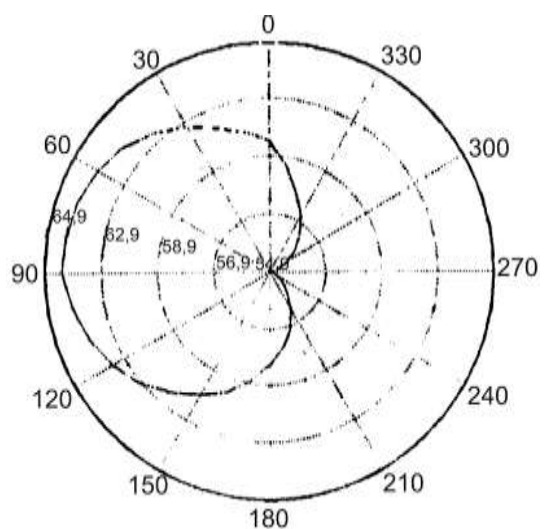


Рис. 32. Зависимость частоты датчика от угла при вращении в меридиональной плоскости

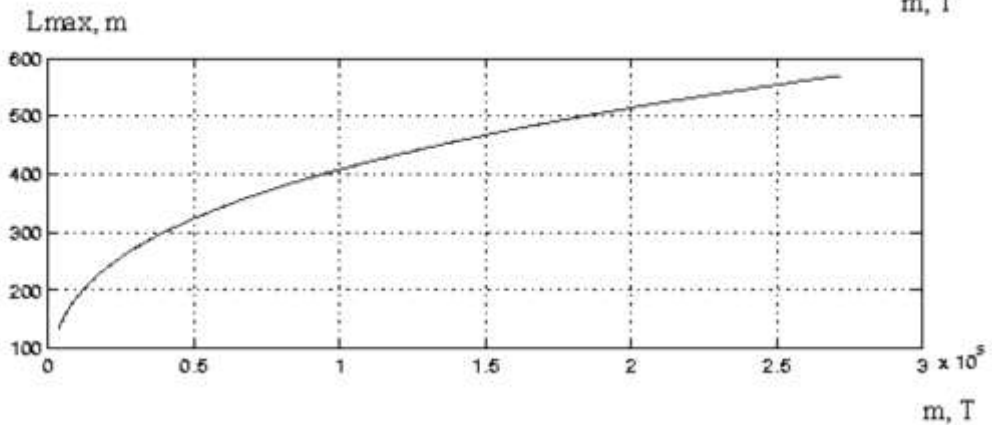
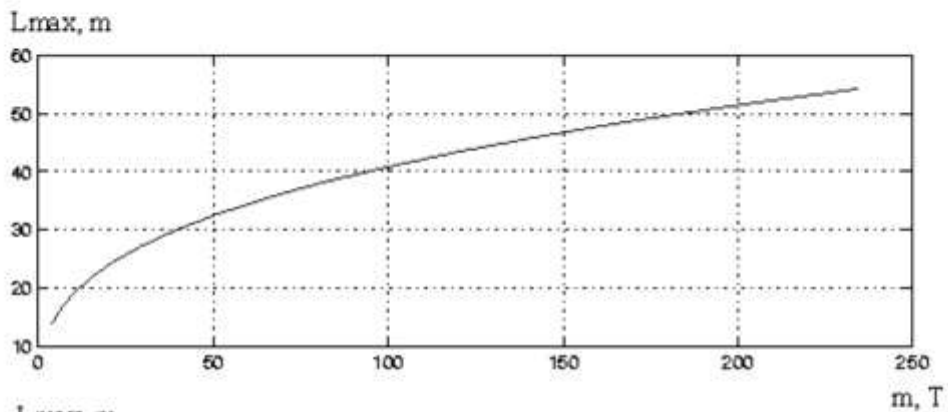
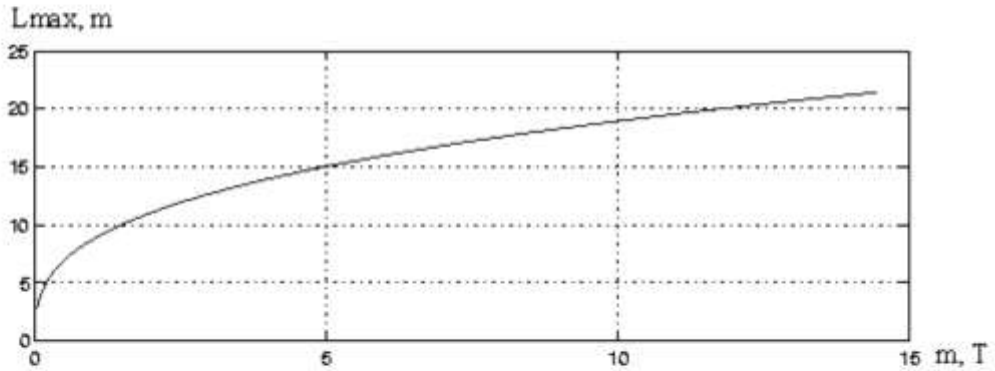
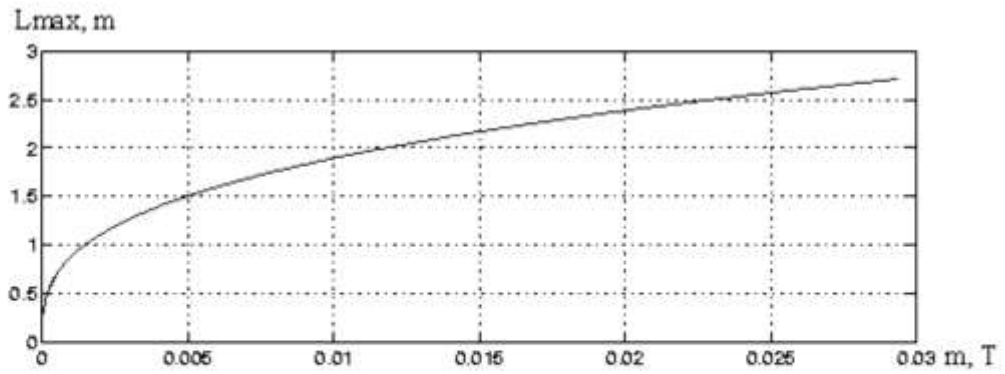


Рис. 33. Теоретическая зависимость максимальной дальности обнаружения ферросодержащих тел магнитометрическим датчиком с чувствительностью 10^{-4} Гс

На рис. 34 приведены аналогичные зависимости для чувствительности магнитометрического датчика 10^{-7} Гс или 10^{-2} нТл.

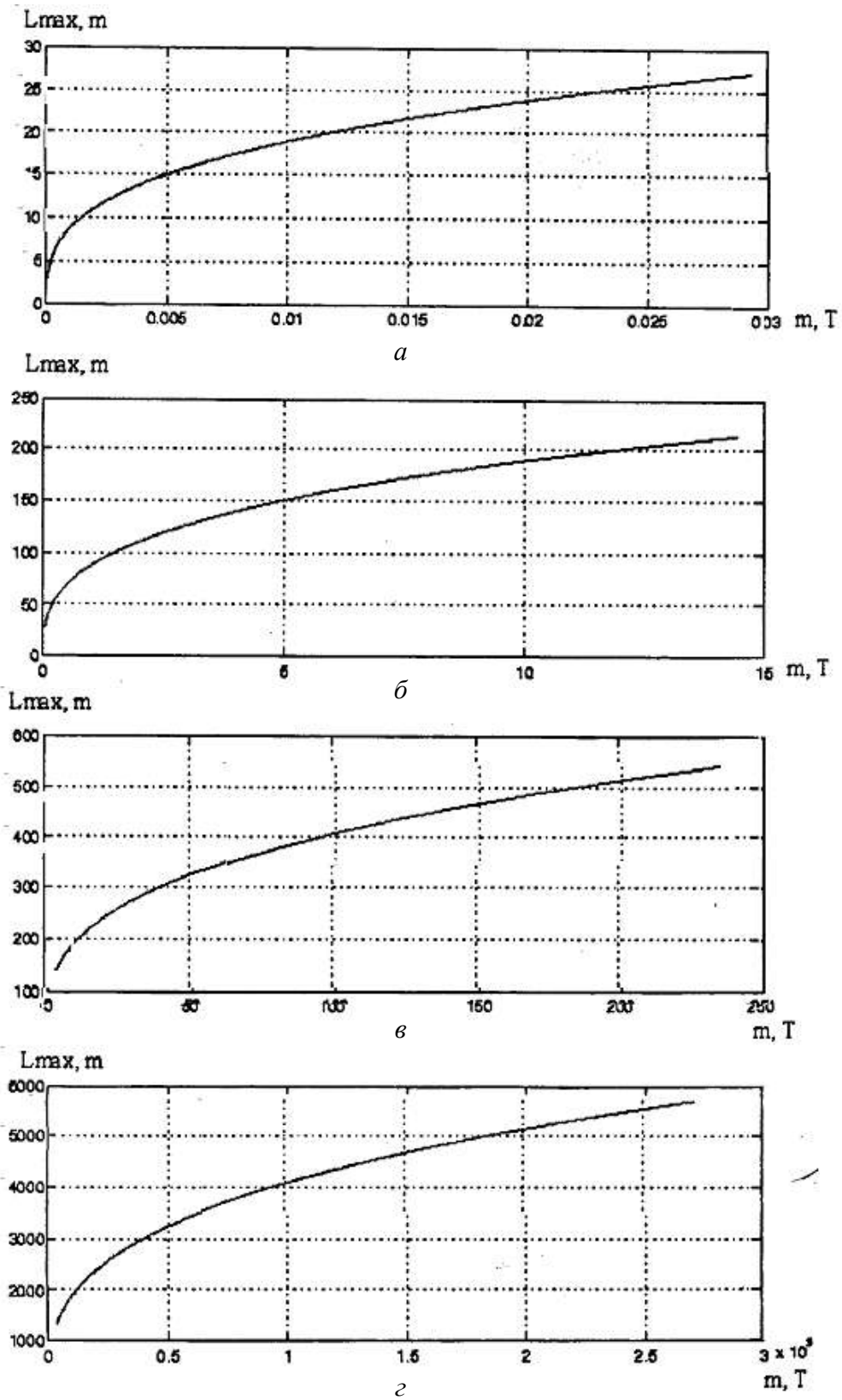


Рис. 34. Теоретическая зависимость максимальной дальности обнаружения ферросодержащих тел магнитометрическим датчиком с чувствительностью 10^{-7} Гс

Подводя итог рассмотрению основных результатов и магнитоэлектронных активных устройств, приведем перечень многофункциональных свойств одного условного ЧИПа с гетеромагнитным взаимодействием: многоканальная кодировка сигналов; шумоподобные сигналы; регулярные, спектрально чистые сигналы; эквидистантные сетки частот с управляемой эквидистантностью; синхронная электрическая перестройка по частоте (фазе) всех спектральных составляющих; мультичастотность (многооктавность); параметрическое умножение и деление спектральной линии на фундаментальной частоте; белый шум в широкой полосе частот; повышенная излучательная способность; повышенная магнитная чувствительность; сигналы с зашумливанием в области доплеровских частот; узкополосные и широкополосные шумовые сигналы; сигналы с зашумливанием в области промежуточных частот; управление энергетическими и спектральными характеристиками генерируемых сигналов.

В заключение укажем новые направления фундаментальных и прикладных исследований по гетеромагнитной микроэлектронике: продвижение в КВЧ- (до 30–300 ГГц) и ТВЧ- (до 300–3000 ГГц или 0,3–3 ТГц) диапазоны частот; усилительные и генераторно-усилительные режимы; регистрация вектора магнитной индукции (постоянная и модуляционная составляющие); наращивание мощности до 50–100 Вт, 100–500 Вт, 500 Вт–1 кВт и более; стабилизация частот генерируемых ЧИПов с микропроцессорами; разработка ячейки «думающего покрытия»; шифрование и кодирование информации; нелинейные локаторы. Ряд из них исследуется в настоящее время теоретически и экспериментально, и ведется поиск необходимых промышленных технологий для их реализации.

УДК 334.722.8, 621.373

КОНСТРУКТОРСКОЕ БЮРО КРИТИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ – НОВОЕ СТРУКТУРНОЕ ПОДРАЗДЕЛЕНИЕ В ОАО «ТАНТАЛ»

А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*, А. А. Солопов*

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Описывается новая научно-производственная структура по критическим технологиям в области СВЧ электроники, созданная на базе кафедры общей физики Саратовского университета и ОАО «Тантал» с целью объединения усилий промышленности и ВУЗа при создании новейших образцов наукоёмкой продукции, подготовку и закрепление молодёжи в приоритетных областях науки и техники.

Ключевые слова: научно-производственная структура, критические технологии.

Design Department of Critical Technologies – is a new Structural Subdivision in the JSC «Tantal»

A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, A. A. Solopov

There is described the new scientific and industrial structure of critical technologies in the sphere of SHF electronics, based on the chair of general physics in Saratov state university and on the JSC «Tantal» in order to unite efforts of industry and high school to create newest samples of high-tech products, training and holding of youth in the priority areas of science and technics.

Key words: scientific and industrial structure, critical technologies.

Для решения задач по целевому, интенсивному развитию фундаментальных, поисковых, прикладных исследований, экспериментальных разработок, промышленного освоения и выпуска изделий по новому направлению – гетеромагнитной микроэлектронике СВЧ-, КВЧ-диапазонов, технике и технологиям защиты информации в ОАО «Тантал» 29 января 2002 г. создано новое подразделение – Конструкторское бюро критических технологий¹ (КБ КТ).

Данное КБ продолжает на новом уровне деятельность филиала кафедры общей физики Саратовского государственного университета, который был создан в Производственном объединении «Тантал» в 1985 г. и действовал в разные годы в его подразделениях: ОКБ «Тантал», СКТБ «Тантал – Видео», ЗАО «Тантал – Наука» по различным направлениям («Магнитоэлектроника ВЧ-, СВЧ-диапазонов», «Видеофизика», «Радиофизика и электроника», «Радиофизика и электроника, включая защиту информации», «Физические методы и средства защиты информации» – новая специализация 010440, утверждена в 1998 г. Минобразованием РФ в рамках специальности 010400 «Физика» для классических университетов по предложению кафедры общей физики СГУ). Другой филиал кафедры – в физико-техническом лицее № 1, одном из старейших и широко известном учебном заведении. Основные направления деятельности кафедры общей физики отражены на рис. 1.

Кафедра общей физики – ровесница Саратовского университета (1909 г.). Традиционно на кафедре проводились исследования по важнейшей тематике в области вакуумной электроники, автогенераторов СВЧ-, КВЧ-диапазонов, включая малощумящие лучевые генераторные приборы М-типа миллиметрового диапазона ваттного уровня мощности, магнитоэлектронике СВЧ-, КВЧ-диапазонов. Последнее направление послужило аналогом акустоэлектроники, но с возможностью создания управляемых

¹ Технологии называют критическими, если на порядки улучшаются рабочие параметры, тактико-технические характеристики устройств, систем, их масс-габаритные показатели, расширяются функциональные возможности, резко улучшаются экономические показатели – цена, стоимость, рентабельность, а также рабочий ресурс и надежность, и к большинству параметров, показателей может быть добавлен термин «сверх» (сверхширокополосность, сверхрентабельность и др.)

магнитным полем устройств и продвижения в коротковолновую часть сантиметрового и в миллиметровый диапазоны.

Исследования по магнитоэлектронике мм-диапазона были выполнены в период 1980–1995 гг. и включали полный комплекс разработок проблем по электродинамике возбуждения, приема, распространения, управления параметрами различных типов гибридных электромагнитных волн в слоистых структурах на основе монокристаллических эпитаксиальных пленок ферритов и методов их неразрушающей диагностики². Были разработаны управляемые линии задержки КВЧ-диапазона, многоканальные бортовые приемники, управляемые режекторные и полосно-пропускающие фильтры, включая фильтры КВЧ-диапазона на уровне импульсной мощности до 5 кВт с малыми потерями, решены проблемы термостабилизации малогабаритных устройств в диапазоне температур – 60 +30°С и – 30 + 60°С. Уход частоты был не более ±15 МГц в диапазоне 35–40 ГГц.

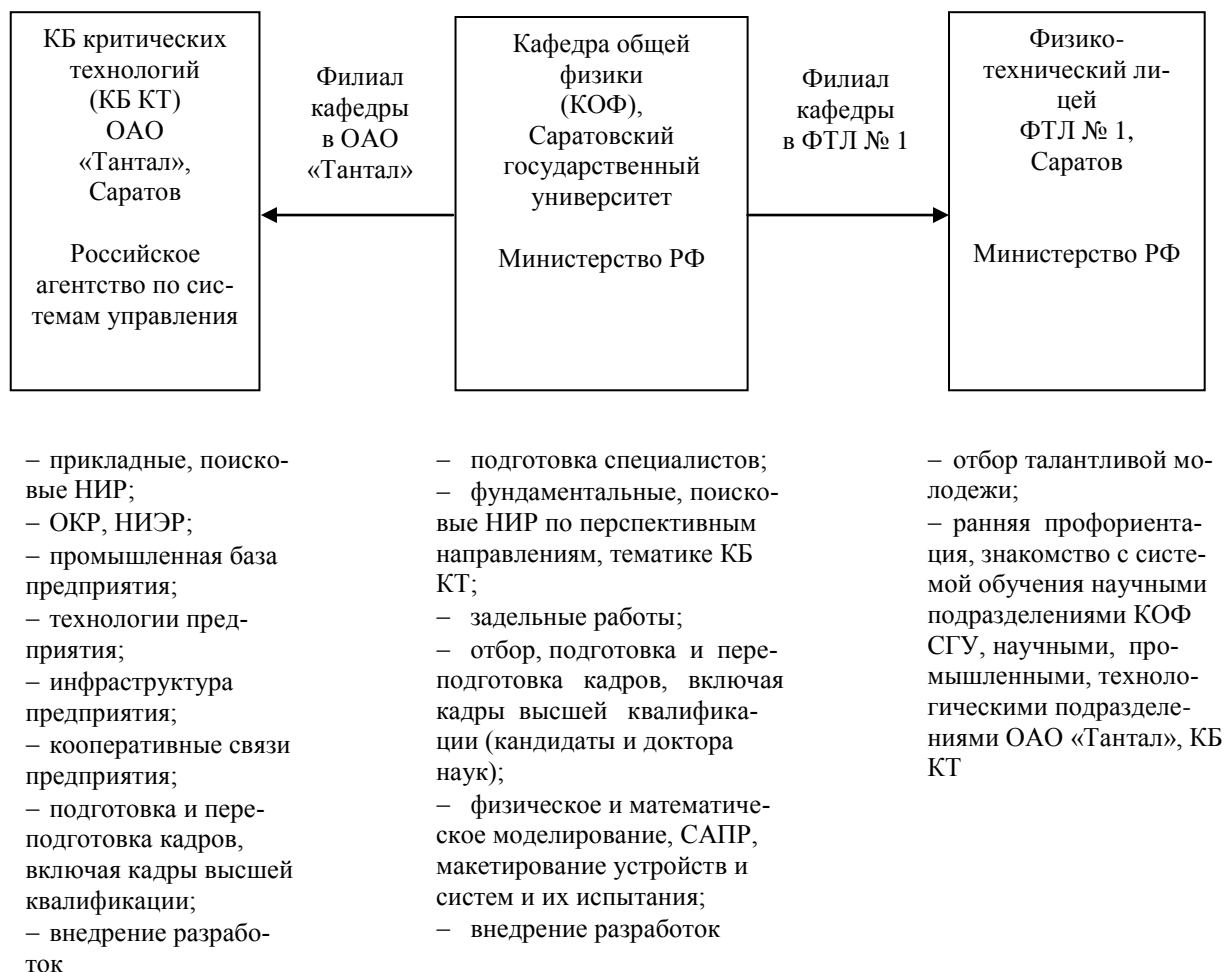


Рис. 1

² Результаты получены в НИИМФ и Лаборатории магнитоэлектроники мм-диапазона кафедры общей физики СГУ группой под руководством проф. А. А. Игнатъева, в которую входили канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. А. Н. Лепесткин, канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотр. А. А. Мостовой, а также канд. физ.-мат. наук Е. Н. Бегинин.

В 1995 г. при инициативных исследованиях активных режимов в феррит-транзисторных генераторах на диапазон 1 ГГц милливаттного уровня мощности были обнаружены многофункциональные сверхширокополосные взаимодействия³ (рис. 2). Исследовались различные типы монокристаллических ферритовых микрорезонаторов из YIG, расположенных непосредственно в области соответствующих переходов, формирующих внутренние (предельно короткие) цепи положительных обратных связей в транзисторе. Феррит работал в малых внешних полях подмагничивания (десятки – сотни Эрстед) и обеспечивал в ненасыщенных (доменных) состояниях в общем случае в нелинейных режимах различные параметрические и классические механизмы взаимодействий (в диапазоне фундаментальных частот ~ 1 ГГц уровень пороговых мощностей для параметрических и нелинейных явлений составлял доли мВт).

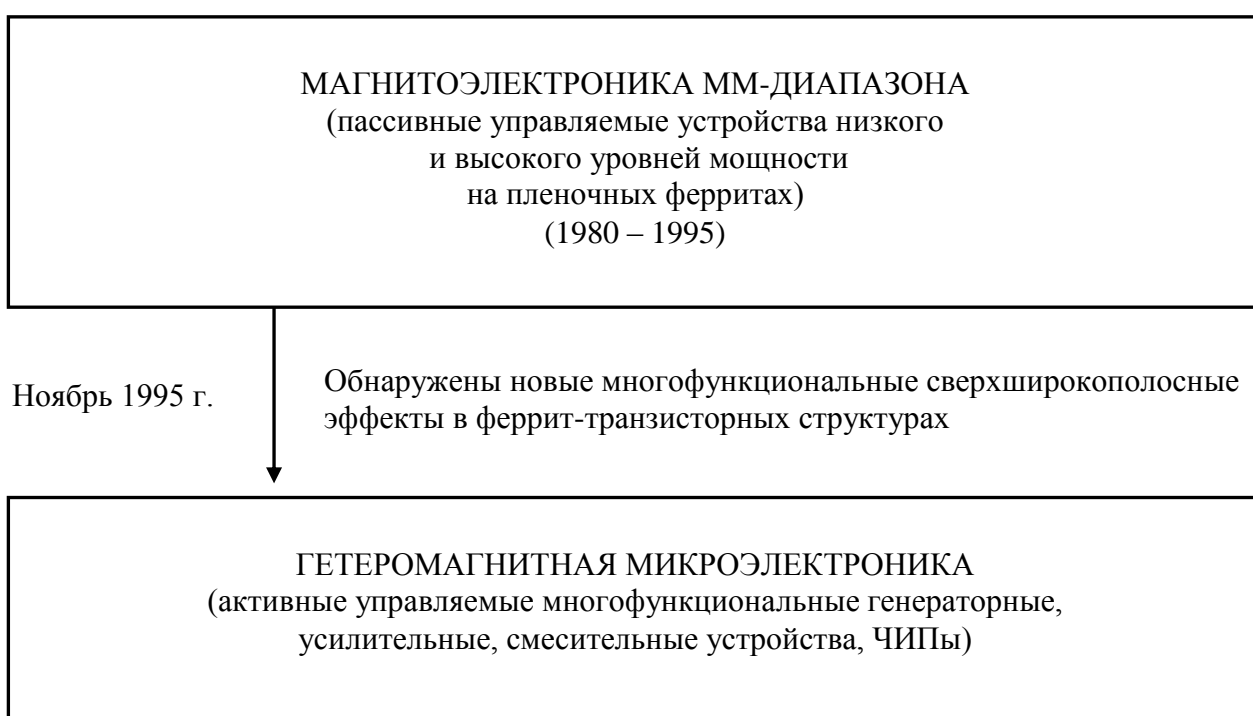


Рис. 2

Такая многосвязанная, управляемая магнитным полем и ВЧ мощностью нелинейная система обеспечивает многофункциональные режимы взаимодействия в генераторных феррит-полупроводниковых структурах с падающей (отрицательной) характеристикой на регулярных и шумовых сигналах различных типов. При этом сигнал на фундаментальной (основной) частоте в одних, классических, случаях умножался на нелинейности, а для гармонических составляющих были типичны уширение спектральной линии и падение их амплитуды с ростом номера гармоники. В других случаях наблюдались режимы параметрического умножения (параметрические гармоники), деления (параметрические субгармоники), параметрическая частотная модуляция различных порядков (дробление частотных областей вблизи фундаментальной

³ Эффекты обнаружены совместно с ведущим инженером А. С. Столяровым.

составляющей, гармоник и субгармоник на равноотстоящие по частотам спектральные составляющие – эквидистантные сетки частот). Параметрические процессы также управлялись малым полем подмагничивания и величиной уровня ВЧ мощности (рабочим режимом полупроводниковой подсистемы). Теоретически параметрические процессы идут с КПД, близким к 100 %, и ширина спектральных линий по всем составляющим остается постоянной ($\Delta\nu = \text{const}$). На практике эти процессы обеспечивают достижение таких же технических КПД феррит-полупроводниковой структуры, как и в базовой структуре транзистора.

Обнаруженные эффекты были названы многофункциональными гетеромагнитными, сверхширокополосными с двойным управлением по ферритовой и полупроводниковой подсистемам⁴. Условно назовем⁵ на этом этапе такие активные структуры «ферротранзисторами» и «ферро-диодами». Такие структуры обладают рядом новых свойств и имеют:

- управляемые постоянными и ВЧ магнитными полями переходы в транзисторах и диодах и соответственно управляемые коэффициенты динамической передачи, управляемые полосы и шумовые характеристики (коэффициент шума в усилительных режимах и сигнал-шум в генераторном режиме в доплеровском диапазоне частот отстроек до 100 кГц и в диапазоне промежуточных частот отстроек свыше 100 кГц, управляемые нелинейные искажения, корректировку АЧХ и ФЧХ;

- управляемые по избирательным свойствам переходы в нелинейных режимах;

- превышение верхних рабочих частот базовой транзисторной структуры или диода;

- сохранение технического КПД базовой полупроводниковой структуры;

- масс-габариты в пределах базовой полупроводниковой структуры;

- стоимость порядка 2–3 стоимостей базовой полупроводниковой структуры;

- двойное управление параметрами (электрическое и магнитное);

- повышенную чувствительность к вектору магнитной индукции малых значений (на уровне фоновых значений Земли $(0,5 - 0,7) \cdot 10^{-4}$ Тл) и возможность регистрации девиации амплитуды и частоты магнитного вектора.

Поисковые исследования, выполненные в период 2000 – 2002 гг. на различных типах полевых и биполярных транзисторов, на уровнях непрерывной мощности от десятка мВт до десятка Вт в диапазоне частот до

⁴ Heteros – (греч.) – другой, т.е. другая магнитная микроэлектроника, магнитоэлектроника активных типов взаимодействий (усиления, генерации, преобразования, смещения), в отличие от известной магнитоэлектроники пассивных устройств и взаимодействий (фильтрации, задержки и др.).

⁵ Можно было бы здесь употребить уже известный термин – **магнитотранзистор**, но физика процессов в таких устройствах связана с силой Лоренца и сортировкой зарядов во внешнем магнитном поле, в отличие от рассматриваемых устройств, в которых основную роль играют линейные и нелинейные процессы при ферромагнитном резонансе (ФМР).

40 ГГц, показали⁶, что данные направления удовлетворяют критериям критических технологий.

Для эффективного продолжения исследований моделей процессов, отработки методов проектирования и расчетов ферротранзисторов и ферродиодов в различных режимах требуются привлечение промышленных технологий, подготовка новых кадров, оснащение радиоизмерительной аппаратурой, обеспечивающей исследование сверхширокополосных режимов с многооктавным перекрытием частотных диапазонов, имеющей расширенный динамический диапазон для исследования спектральных и шумовых характеристик сигналов.

Преобразование филиала кафедры в КБ критических технологий на базе ОАО «Тантал» обеспечивает решение указанных задач (рис. 3). Кафедрой общей физики заведует профессор А. А. Игнатьев⁷, он же является по совместительству главным конструктором, начальником КБ критических технологий в ОАО «Тантал», который напрямую подчиняется Генеральному конструктору, председателю совета директоров ОАО «Тантал», и президенту ОАО «Тантал».

КБ КТ совместно с кафедрой общей физики СГУ обеспечивает:

- координацию и эффективное проведение коротких фундаментальных, поисковых, прикладных исследований по гетеромагнитной микроэлектронике, технике и технологиям защиты информации, вакуумным малошумящим генераторам мм-диапазона, магнитоэлектронным управляемым устройствам;

- довузовскую профориентацию молодежи, многоуровневый отбор и непрерывную подготовку кадров, начиная с младших курсов, через темы курсовых работ, научно-производственные практики и стажировки, преддипломные практики, темы дипломных работ по направлениям деятельности кафедры и КБ КТ;

- создание новых перспективных рабочих мест, отвечающих современным требованиям;

- зачисление преподавателей, студентов, аспирантов в КБ КТ ОАО «Тантал», в научную Лабораторию магнитоэлектроники миллиметрового диапазона (ЛММД), в учебно-научные лаборатории «Телекоммуникаций, средств связи и обработки информации», «САПР аналоговых и цифровых схем и устройств» кафедры общей физики в качестве сотрудников, исполнителей НИР, ОКР, НИЭР в должности по совместительству и основному месту работы;

⁶ Первые экспериментальные образцы получены совместно с заведующим учебно-научной лабораторией «Телекоммуникации, средства связи и обработки информации» кафедры общей физики СГУ Н. И. Одинцовым и дипломником Д. В. Тугушовым.

⁷ Ведущий специалист по радиофизике вакуумных и твердотельных магнитоэлектронных пассивных структур миллиметрового диапазона, автор эффектов динамического подавления амплитудных и частотных шумов в лучевых генераторных приборах М-типа, эффектов гетеромагнитных взаимодействий в феррит-полупроводниковых структурах активного типа.

– непрерывное повышение квалификации (по системе многоплановых заданий) в полном цикле: идея, модель, расчеты, проектирование, конструирование, изготовление макета, образца, разработка методики испытаний, создание стенда, экспериментальные исследования, обоснование достоверности, влияние спецфакторов, спецвоздействий, механико-климатические испытания, современные САПР и технологии изготовления, сопряжение с микроконтроллерами и микропроцессорами, проработка рынка потребителей, расчет экономических показателей, сохранение коммерческой и государственной тайны, охрана ноу-хау, патентование, публикация статей, испытание изделий, подготовка и формирование ТД и КД, участие в экспертизе и др.;

– обучение в аспирантуре (очной и преимущественно заочной формах), в системе соискателей в порядке прикрепления к кафедре по тематикам исследований, разработок по специальностям 01.04.03 «Радиофизика» и 05.27.01 «Вакуумная и плазменная электроника»;

– участие ведущих и молодых специалистов в учебном процессе на кафедре общей физики и в КБ КТ (чтение лекций, проведение семинарских, практических занятий в учебных и специализированных учебно-научных и производственных подразделениях, руководство стажировками, разработка учебных планов и рабочих программ дисциплин, участие в работе научно-методических и научных семинаров, совещаниях, конференциях);

– эффективное использование всех структурных подразделений и служб Общества: юридической, планово-финансовой, экономической, бухгалтерской, системы качества, стандартизации и техдокументации, экономической и физической безопасности, управления безопасностью, связи, энергетики, строительства, метрологии, стендов динамических испытаний, материально-технического снабжения, производственной базы, оздоровительной базы и др.;

– эффективное лоббирование и защиту тематик, направлений исследований и разработок в условиях конкурсов и тендеров;

– обеспечение современным дорогостоящим оборудованием, радиоизмерительной аппаратурой, технологиями, вычислительной техникой;

– эффективную связь с промышленными предприятиями, вузами, учреждениями, которые являются соисполнителями, партнерами в проводимых исследованиях и разработках.

КБ критических технологий имеет в своем составе:

– сектор А – «Гетеромагнитная микроэлектроника» с Лабораторией компьютерного моделирования и проектирования (ЛКМП) и Лабораторией исследований и разработок (ЛИР);

– сектор Б – «Техника и технологии защиты информации»;

– сектор В – «Подготовка и переподготовка кадров для КБ КТ», имеющий два подразделения: сектор В-1 – ограниченный доступ (площадка ОАО «Тантал»); сектор В-2 – открытый доступ (площадка КОФ СГУ);

– Internet-связь с КОФ.

Структура и подразделения КБ КТ ориентированы на решение задач промышленных разработок в области гетеромагнитной микроэлектроники – это, прежде всего, создание нового поколения ферротранзисторов с расширенными функциональными возможностями, диапазоном рабочих частот, нового поколения микромодулей, датчиков с управлением от микропроцессора, микроконтроллера (сектор А, сектор В).

Новая элементная база позволяет выполнять разработки нового поколения технических и аппаратных средств защиты информации, технологий ЗИ, включая и средства съема информации (сектор Б). Широкий аспект фундаментальных исследований и опыт работы в различных направлениях вакуумной и твердотельной радиоэлектроники СВЧ-, КВЧ-диапазонов обеспечивают в области ЗИ:

- экспертную проработку аналога или наиболее совершенных аппаратных средств, существующих на рынке;
- создание новых поколений технических средств на основе элементов с гетеромагнитным взаимодействием, обеспечивающих многофункциональную обработку и формирование различных сигналов, управление их параметрами, регистрацию ряда тонких параметров – малых по величине и девиацию магнитных полей на уровне фоновых полей Земли;
- средств вывода из строя элементной базы ПЭВМ и радиоэлектронной аппаратуры.

Кафедра общей физики имеет общеуниверситетский статус и обеспечивает в СГУ обучение студентов по дисциплине «Физика» на физическом факультете (лекции, семинары, практические занятия в учебных лабораториях) на базе лекционно-лабораторного комплекса, в состав которого входят:

- Специализированная Большая физическая аудитория, приспособленная для лекционных демонстраций фундаментальных опытов (маятник Фуко – вращение Земли, опыт Кавендиша по измерению гравитационного взаимодействия, рамка Любимова – невесомость в лабораторных условиях и др.);
- Малая физическая аудитория;
- Коллекция (год основания – 1914) – Музей лекционных демонстраций и физических приборов (с 1993 г.) с уникальными действующими экспонатами по всем разделам физики;
- Общий физический практикум с учебными лабораториями «Механика», «Молекулярная физика», «Электричество и магнетизм», «Оптика» с пропускной способностью более 1000 чел. в неделю;
- механический участок;
- блок специальных лабораторий в составе учебной лаборатории «Основы физики полупроводниковых приборов», учебно-научной лаборатории «Телекоммуникации, средств связи и обработки информации», учебных лабораторий «Основы техники защиты информации», «Основы цифровой техники», «Физика магнитных измерений», научной Лаборатории магнитоэлектроники мм-диапазона, учебно-научной лаборатории «САПР аналоговых и цифровых схем СВЧ-, КВЧ-диапазонов»⁷, Internet.

⁷ Оборудование и оснастка в 2001 г. ОАО «Гантал».

Кафедра готовит специалистов по направлению 010500 «Физика» – инженеров-физиков по специальности 010400 «Физика» со специализацией 010440 «Физические методы и средства защиты информации». В учебном процессе используется блок специальных лабораторий, специальных курсов: «Введение в теорию информации и сообщений», «Физические основы микроэлектроники», «Физика магнитных явлений», «Основы передачи и приема сигналов», «Основы цифровой схемотехники», «Основы теории динамического хаоса и ее приложения», «Физические принципы записи и защиты информации», «Технические средства защиты информации», «Моделирование полупроводниковых приборов и устройств на их основе», «Основы радиотехнических измерений», «Организационно-правовое и техническое обеспечение информационной безопасности».

Подготовка специалистов имеет радиофизическую направленность:

- исследования и разработки феррит-полупроводниковых, феррит-транзисторных структур нового поколения на основе САПР;
- исследования и разработки многофункциональных, комплексированных устройств на основе САПР;
- физические методы и средства защиты информации.

Высокая наукоёмкость данных направлений, сложность физических механизмов гетеромагнитных взаимодействий в феррит-полупроводниковых структурах в нелинейных доменных состояниях ферритовой подсистемы определяют необходимость:

- применения передовых разработок САПР в учебной работе при подготовке специалистов по этим направлениям;
- использования промышленной технологии различных типов транзисторов и ферритов в исследованиях в различных диапазонах частот и уровнях мощности;
- сотрудничества со специалистами, разрабатывающими радиотехнические системы новых поколений;
- экспертных оценок специалистами и проработок перспективных направлений развития.

Насколько известно авторам, такая научно-производственная структура по критическим технологиям создана впервые и направлена на формирование новых перспективных рабочих мест, закрепление талантливой молодежи в приоритетных областях науки и техники.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Стальмахов В. С., Игнатъев А. А., Куликов М. Н. Исследование возбуждения магнитостатических волн в миллиметровом диапазоне // V Международный конгресс по гиромангнитной электронике. Вильнюс, 1980. Т. 1. С. 190.

Стальмахов В. С., Игнатъев А. А., Куликов М. Н. Исследование возбуждения магнитостатических волн на частотах 30 – 40 ГГц // Радиотехника и электроника. 1981. Т. XXVI, № 11. С. 2381.

Стальмахов В. С., Игнатъев А. А. Магнитостатические спиновые волны на высоких частотах // Лекции по электронике и радиофизике СВЧ. 6-я Зимняя школа-семинар инженеров. Саратов, 1983. Кн. 2.

- Стальмахов В. С., Игнатъев А. А.* Лекции по спиновым волнам. Саратов, 1983.
- Игнатъев А. А., Лепесткин А. Н., Мостовой А. А., Стальмахов В. С.* Микрополосковый преобразователь магнитостатических спиновых волн в коротковолновом диапазоне // *Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.* 1985. Вып. 4 (376). С. 24.
- Игнатъев А. А., Лепесткин А. Н.* Исследование возбуждения магнитостатических волн в гексаферрите бария на частотах 20 – 80 ГГц // *ЖТФ.* 1986. Т. 56, вып. 6. С. 1829.
- Stalmahov V., Ignatiev A., Lepestkin A.* Kondestructive Diagnostics of Ferrite Film at high Frequencies // *Phys. Lett.* 1988. Vol. 133, № 7,8. P. 430.
- Игнатъев А. А., Стальмахов В. С.* Экспериментальные исследования магнитостатических волн в миллиметровом диапазоне // *Изв. вузов. Сер. Физика.* Томск, 1988. С. 86.
- Игнатъев А. А.* Гетеромагнитные взаимодействия – прорывная технология XXI века: Обзорно-аналитический выпуск СПП РАН. М., 1995. Вып. 42.
- Игнатъев А. А.* Гетеромагнитная микроэлектроника – основа создания нового поколения многофункциональных сверхширокополосных активных радиоконструктивных элементов XXI века // *Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП-98: Материалы междунар. науч.-техн. конф. Саратов, 1998.*
- Игнатъев А. А.* Многофункциональные, мультиспектрные новые типы активных СВЧ взаимодействий в композитных феррит-полупроводниковых структурах для перекрытия многооктавного диапазона радиочастот // *Физика и технические приложения волновых процессов: Сб. докл. междунар. науч.-техн. конф. Самара, 2001. Т. 1. С. 20.*

УДК 537.86.029, 533.9.082.74, 621.315.592

АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ, ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РАЗРАБОТОК И ПРОИЗВОДСТВА МОЩНЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ СОВРЕМЕННЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

**В. Н. Ачкасов, В. В. Асessorов, В. А. Кожевников, Г. А. Викин,
В. И. Дикарев, А. Н. Цоцорин**

ОАО «НИИ электронной техники»
Россия, 394033, Воронеж, Старых Большевиков, 5
E-mail : niiet@niiet.ru

Рассмотрены разработки широкой номенклатуры современных отечественных мощных СВЧ-транзисторов для различных областей применения, в том числе мощных СВЧ-транзисторов для комплектации радиопередающей аппаратуры в диапазоне частот до 1000 МГц.

Ключевые слова: транзистор, радиопередающая аппаратура, ретрансляторы, телевидение, мощные СВЧ линейные транзисторы.

Actual Problems, Perspectives of Development of Design and Manufacture of Power SHF-Transistors for Modern Radio Technical Systems

**V. N. Achkasov, V. V. Asessorov, V. A. Kozghevnikov, G. A. Vikin,
V. I. Dikarev, A. N. Tsotsorin**

There are considered developments of wide nomenclature of modern domestic power SHF-transistors for various applications, including power SHF-transistors for complete set of radio transmission equipment in the band to 1000 MHz.

Key words: transistor, radio transmission equipment, repeater, television, power SHF linear transistors.

Федеральное государственное унитарное предприятие «НИИ электронной техники» является одним из ведущих отраслевых предприятий в России, отвечающим за выполнение государственных программ по созданию мощных СВЧ-транзисторов для комплектации радиопередающей аппаратуры в диапазоне частот до 1000 МГц.

Функциональное разнообразие современных РЭА определяет необходимость развития разработок широкой номенклатуры современных отечественных мощных СВЧ-транзисторов для различных областей применения. Наиболее массовыми и широко применяемыми являются:

1. Мощные СВЧ генераторные транзисторы для стационарных и бортовых средств связи

Общепринято, что для обеспечения всех типов и систем радиопередачи мощные СВЧ-транзисторы рассчитываются на работу при напряжении питания $U_{пит}=28$ В в стационарных и бортовых радиостанциях, с $U_{пит}=12,6$ В – в возимых и с $U_{пит}=7,5$ В – в индивидуальных портативных носимых радиостанциях. Указанная классификация довольно условна. Однако при систематизации приведенных технических данных по параметрическим рядам мы придерживались именно этой устоявшейся классификации. Основные технические характеристики разработанных в НИИЭТ мощных СВЧ-транзисторов для аппаратуры средств связи, а также технические характеристики приборов, находящихся в разработках, приведены в табл. 1 и 2. Данные транзисторы выпускает ОАО "ВЗПП" и ФГУП "НИИЭТ".

Таблица 1

Мощные СВЧ-транзисторы для стационарных и бортовых радиостанций

Тип транзистора	Диапазон частот, МГц	$P_{вых}$, Вт	$K_{ур}$, раз	η , %	$U_{пит}$, В	Схема включения	Класс работы	Тип корпуса	Изготовитель
2Т922А	50-200	5	10	55	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т922Б	50-200	20	5,5	55	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т922В	50-200	40	4	55	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т931А	50-200	80	4	50	28	ОЭ	С	КТ-32	ВЗПП
2Т971А	50-200	150	3	55	28	ОЭ	С	КТ-56	ВЗПП
2Т9128АС	100-200	200	5,5	60	28	ОЭ	С	КТ-45	НИИЭТ
2Т934А	100-400	3	6,3	50	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т934Б	100-400	12	4	50	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т934В	100-400	25	3	50	28	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т930А	100-400	40	5,5	50	28	ОЭ	С	КТ-32	ВЗПП
2Т930Б	100-400	75	4	50	28	ОЭ	С	КТ-32	ВЗПП
2Т970А	100-400	100	4	50	28	ОЭ	С	КТ56	ВЗПП
2Т985АС	100-400	125	3,5	50	28	ОЭ	С	КТ-45	ВЗПП
2Т9147АС	100-400	160	4	50	28	ОЭ	С	КТ-82	НИИЭТ
2Т9125АС	100-500	50	4	50	28	ОЭ	С	КТ-45	ВЗПП
2Т9105АС	100-500	100	3	50	28	ОЭ	С	КТ-45	ВЗПП
2Т9104А	350-700	5	8	40	28	ОБ	С	КТ-42	ВЗПП
2Т9104Б	350-700	20	7	50	28	ОБ	С	КТ-42	ВЗПП

Окончание табл. 1

2Т991АС	350-700	55	5,6	50	28	ОБ	С	КТ-44	ВЗПП
2Т9101АС	350-700	100	3,5	50	28	ОБ	С	КТ-44	ВЗПП
2Т9132АС	350-700	140	3,5	55	30	ОБ	С	КТ-44	ВЗПП
2Т9153АС	390-840	15	6	40	28	ОЭ	АВ	КТ-44	НИИЭТ
2Т9153БС	390-840	50	5	50	28	ОЭ	АВ	КТ-44	НИИЭТ
2Т962А	400-1000	10	4	36	28	ОБ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т9156АС	650-1000	15	5	40	28	ОЭ	АВ	КТ-44	НИИЭТ
2Т962Б	400-1000	20	3,5	40	28	ОБ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т962В	400-1000	40	3	40	28	ОБ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т9156БС	650-1000	50	4	50	28	ОЭ	АВ	КТ-44	НИИЭТ
2Т976А	400-1000	60	2,5	45	28	ОБ	С	КТ-17	ВЗПП

Таблица 2

**Мощные СВЧ низковольтные транзисторы для носимых
и возимых средств радиосвязи**

Тип транзистора	Диапазон частот, МГц	$P_{\text{вых.}}$, Вт	$K_{\text{ур.}}$, раз	η , %	$U_{\text{пит.}}$, В	Схема включения	Класс работы	Тип корпуса	Изготовитель
КТ8197А	30-175	0,5	15	55	7,5	ОЭ	С	**	НИИЭТ
КТ8197Б	30-175	2	10	55	7,5	ОЭ	С	**	НИИЭТ
КТ8197В	30-175	5	5	55	7,5	ОЭ	С	**	НИИЭТ
КТ929А	50-200	2	10	60	8	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т920А	50-200	2	7	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т920Б	50-200	5	4	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т920В	50-200	20	3	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т958А	50-200	40	4	50	12,6	ОЭ	С	КТ-32	ВЗПП
2Т925А	200-400	2	6,3	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т925Б	200-400	7	5	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т925В	200-400	20	3	60	12,6	ОЭ	С	КТ-17	ВЗПП
2Т960А	100-400	40	2,5	60	12,6	ОЭ	С	КТ-32	ВЗПП
КТ9189А	200-470	0,5	12	55	12,6	ОЭ	С	**	НИИЭТ
КТ9189Б	200-470	2	10	55	12,6	ОЭ	С	**	НИИЭТ
КТ9189В	200-470	5	6	55	12,6	ОЭ	С	**	НИИЭТ
2Т9175А	200-512	0,5	10	55	7,5	ОЭ	С	КТ-83	НИИЭТ
2Т9175Б	200-512	2	7,8	55	7,5	ОЭ	С	КТ-83	НИИЭТ
2Т9175В	200-512	5	6	55	7,5	ОЭ	С	КТ-83	НИИЭТ
2Т9188А	200-512	10	5	55	12,6	ОЭ	С	КТ-83	НИИЭТ
2Т9197А	200-870	2	6	55	12,6	ОЭ	АВ	КТ-83А	НИИЭТ
2Т9197Б	200-870	5	5	55	12,6	ОЭ	АВ	КТ-83А	НИИЭТ
2Т9197В	200-870	15	4	55	12,6	ОЭ	АВ	КТ-83А	НИИЭТ
2Т9193А	500-900	30	3,5	55	12,5	ОЭ	АВ	КТ-83	НИИЭТ

Примечание. ** – бескорпусной на кристаллоносителе.

В последние годы к определенной группе мощных СВЧ-транзисторов, применяемых в многоканальных системах связи, в том числе и в базовых станциях сотовой системы связи, стали предъявляться дополнительные требования по линейности передаточной характеристики, расширяющие их функциональные возможности.

В ряду отечественных мощных СВЧ-генераторных транзисторов для средств связи к данному типу приборов следует отнести такие транзисторы, как 2Т9153АС, 2Т9153БС, 2Т9156АС, 2Т9156БС.

Схемотехнически мощные СВЧ-генераторные транзисторы с выходной мощностью более 15 Вт, как правило, выполняются со встроенной внутри корпуса *LC*-цепью согласования по входу. *LC*-цепь выполняется в виде микросборки на основе МДП-конденсатора и системы проволочных выводов. Внутренняя цепь согласования позволяет расширить рабочую частотную полосу, упростить согласование по входу, а также повысить коэффициент усиления по мощности. Ряд транзисторов в зависимости от условий применения являются "балансными" и предназначены для работы в двухтактных схемах усиления. Конструктивно транзисторы выполнены в виде сборки двух идентичных транзисторных чипов на одном фланце. Такое техническое исполнение позволяет положительно решить целый комплекс схемотехнических вопросов.

Из электрических характеристик транзисторов, приведенных в табл. 1, видно, что для стационарных и бортовых станций в каждом из связных диапазонов мощные СВЧ широкополосные транзисторы имеют рекордные уровни выходной мощности: в диапазоне от 100...200 МГц до 200 Вт, в диапазоне от 200...400 МГц до 160 Вт, в диапазоне от 350...700 МГц до 140 Вт. С использованием этих транзисторов могут быть созданы самые мощные и конкурентоспособные радиопередатчики на твердотельной элементной базе.

2. Мощные СВЧ генераторные транзисторы для возимых портативных носимых средств связи

В последнее время ФГУП «НИИЭТ» интенсивно проводил исследования в области создания низковольтных СВЧ-транзисторов для подвижных средств связи ввиду возникшей их коммерческой потребности и в интересах МО.

Поскольку для питания носимых и возимых абонентских средств применяются химические источники тока (малогабаритные батареи или аккумуляторы), транзисторы должны работать при низком напряжении питания. Необходимость обеспечения требуемых энергетических параметров при работе на пониженном коллекторном напряжении и устойчивой работы при глубоком рассогласовании с нагрузкой требует специального подхода при проектировании кристаллов транзисторных структур.

Для портативных передатчиков не последнее место занимает вопрос корпусного исполнения транзистора. Корпус должен быть по возможности наиболее миниатюрным. С этой целью в рамках внебюджетного финанси-

рования для транзисторов с относительно малой мощностью типа КТ8197А,Б,В и КТ9189А,Б,В была специально проведена работа по созданию такого варианта исполнения бескорпусного прибора на керамическом кристаллоносителе из оксида бериллия с гибкими ленточными выводами. Выполненные исследования направлены на создание серии низковольтных СВЧ-транзисторов с выходной мощностью 0,5; 2 и 5 Вт в диапазонах МВ, УКВ (см. табл. 2).

Для создания высокоэффективных систем радиосвязи специального назначения успешно может быть использована серия низковольтных СВЧ-транзисторов с выходной мощностью 2, 5, 15 и 30 Вт в диапазоне 200...900 МГц (см. табл. 2).

К настоящему времени для работы в диапазоне частот 200...512 МГц создана маломощная серия высоконадежных транзисторов типа 2Т9175А, 2Т9175Б и 2Т9175В с выходной мощностью соответственно 0,5; 2 и 5 Вт и транзистор 2Т9188А с выходной мощностью 10 Вт.

3. Линейные ТВ-транзисторы

для применения в метровом и дециметровом диапазонах волн

Нами разработана и выпускается широкая номенклатура линейных ТВ-транзисторов для применения в метровом и дециметровом диапазонах волн. Основные электрические характеристики разработанных линейных транзисторов приведены в табл. 3.

Данные транзисторы специально рассчитаны на использование в мощных телевизионных и радиовещательных передатчиках, ретрансляторах. ТВ-транзисторы прежде всего отвечают чрезвычайно жестким требованиям к линейности передаточной характеристики, имеют запас по рассеиваемой мощности и, как следствие, повышенную надежность. В частности, транзисторы для совместного усиления в зависимости от частотного и мощностного ряда должны обеспечивать значение коэффициента комбинационных составляющих третьего порядка, как правило, не более $-53...-60$ дБ.

В метровом диапазоне, как видно из табл. 3, имеется ряд суперлинейных транзисторов, представленный приборами КТ9116А, КТ9116Б, КТ9133А и КТ9173А с выходной пиковой мощностью $P_{\text{вых.пик}}$ соответственно 5,15,30 и 50 Вт. В дециметровом диапазоне волн такой ряд представлен приборами КТ983А, КТ983Б, КТ983В, КТ9150А и КТ9194А с $P_{\text{вых.пик}}$ равной 0,5; 1, 3, 5, 8 и 25 Вт.

Исходя из анализа теплофизических условий работы транзистора и особенностей формирования линейности однотонового сигнала, нами была специально разработана серия СВЧ-транзисторов для режима работы в классе АВ. Линейность характеристики этих приборов по зарубежной методике оценивают по уровню компрессии (сжатия) коэффициента усиления, по мощности однотонового сигнала – коэффициенту сжатия $K_{\text{сж}}$ на уровне 1 дБ.

Для применения в метровом диапазоне волн в режиме класса АВ созданы транзисторы КТ9151А с выходной мощностью 200 Вт и транзисторы КТ9174А – 300 Вт. Для дециметрового диапазона разработаны транзисторы

2Т9155А, КТ9142А, 2Т9155Б, КТ9152А, 2Т9155В, КТ9182А с выходной мощностью от 15 до 150 Вт.

Одной из специфичных областей применения мощных СВЧ линейных транзисторов в военной радиоаппаратуре являются системы радиоэлектронной борьбы (РЭБ). Чрезвычайно широкий спектр устройств, которые обслуживают системы РЭБ, обуславливает необходимость создания широкой номенклатуры мощных СВЧ линейных транзисторов, работающих в различных диапазонах волн при разном уровне выходной мощности полезного сигнала.

Для этой цели была разработана серия линейных транзисторов типа 2Т9155, перекрывающая диапазон рабочих частот от метровых до дециметровых волн. При этом обеспечивается уровень выходной мощности от 15 до 100 Вт.

Таблица 3

Основные электрические характеристики мощных СВЧ-транзисторов ТВ, УКВ ЧМ вещания и РЭБ

Тип транзистора	Диапазон рабочих частот, МГц	Класс работы	Выходная мощность, Вт	Выходная мощность при коэф. сжатия менее 1дБ	Коэф. усиления мощности, раз	Коэф. комбинационных составляющих, дБ	Тепловое сопротивление переход-корпус, °С/Вт	Напряжение питания, В	Тип корпуса		
<i>Для телевизионных каналов с 1-го по 12-й</i>											
КТ9116А	170...230	А	5		25	-58	2,5	28	КТ-56		
КТ9116Б			15		10	-55	1,5				
КТ9133А			30		5,6	-53	1				
КТ9173А			50		10	-45					
КТ9151А	48...230	АВ	—	200	5	—	0,5	КТ-82			
КТ9174А			—	300	4						
<i>Для телевизионных каналов с 21-го по 60-й</i>											
КТ983А	470...860	А	0,5	—	4	-60	13,8	25	КТ-17		
КТ983Б			1		3,6		9,2				
КТ983В			3,5		3,2		5,3				
КТ9150А			8		7,1		-58			2,5	КТ-81
КТ9194А			25		6		-45			1,2	
КТ9142А			АВ		50		4,2			1,4	28
КТ9152А	100	0,65									
КТ9182А	150	4		0,55							
2Т9155А	150...860	АВ	15	4,5	3,2	28	КТ-44				
2Т9155Б			50	4,2	1,4						
2Т9155В			100	3,5	0,77			КТ-82			

Далее, переходя к рассмотрению следующего класса мощных СВЧ-транзисторов, отметим следующее. Усилиями разработчиков за рубежом и в нашей стране уже создан достаточно широкий круг мощных СВЧ-транзисторов, которые спроектированы специально для усиления мощных импульсных сигналов, а также их кодовой последовательности с длительностью 10...350 мкс и скважностью 5...100.

4. Мощные СВЧ импульсные транзисторы

Основной функциональной областью применения импульсных СВЧ транзисторов диапазона 800-1200 МГц являются навигационные системы. Основные технические характеристики мощных СВЧ импульсных транзисторов приведены в табл. 4.

С этой целью с 1984 г. в интересах генерального заказчика нашим предприятием для применения в гигагерцовом диапазоне была последовательно разработана серия мощных СВЧ импульсных транзисторов типа 2Т984А, 2Т984Б, 2Т9109А, 2Т9136АС, 2Т9161АС, 2Т9164А, 2Т9195АС, БС с мощностью 500 Вт.

Таблица 4

Основные технические характеристики мощных СВЧ импульсных транзисторов

Тип прибора	Диапазон частот, МГц	$P_{\text{вых}}$, Вт	$K_{\text{ур}}$, дБ	КПД, %	$\tau_{\text{и}}$, мкс	Q	Тип корпуса	$U_{\text{н}}$, В	Изготовитель
2Т9136АС	200-500	500	8,5	40	250	10	КТ44	45	НИИЭТ
2Т9161АС	400-500	500	8,5	40	250	10	КТ-44	45	НИИЭТ
2Т984А	720-820	75	7	30	10	100	КТ-42	50	ВЗПП
2Т984Б	720-820	250	6	30	10	100	КТ-42	50	ВЗПП
2Т9109А	720-820	500	5,5	30	10	100	КТ-42	50	ВЗПП
2Т9164АС	1030-	300	6	35	32	10	КТ-44	50	НИИЭТ
2Т9195АС	800-900	250	7	35	350	5	КТ-44	45	НИИЭТ
2Т9195БС	720-1150	500	7	30	10	100	КТ-44	50	НИИЭТ

Данная серия высоконадежных транзисторов предназначена для использования в системах опознавания «свой–чужой», в дальномерных системах навигации, в угло-дальномерных системах тактической навигации, в объединенных системах распределения и передачи информации о тактической обстановке, в устройствах измерения высоты и др. системах.

В дополнение к сказанному можно отметить, что для построения стратегических радиолокационных систем и, в первую очередь, систем с фазированной антенной решеткой, а также средств управления воздушным движением (аэродромные радиолокационные системы, системы аэрокосмического комплекса, радиомаяки и пр.) могут быть использованы мощные СВЧ генераторные транзисторы непрерывного режима. В обеспечение указанных систем были разработаны серия перспективных СВЧ генераторных транзисторов типа 2Т9104А, 2Т9104Б, 2Т991АС, 2Т9132АС.

5. СВЧ мощные DMOS транзисторы

Благодаря своим физическим особенностям транзисторы такого типа более надежны и позволяют достичь, по сравнению с биполярными транзисторами, более высоких значений энергетических параметров.

В настоящее время ФГУП "НИИЭТ" в интересах генерального заказчика выполняет ряд ОКР и планирует дальнейшее развитие разработок СВЧ мощных DMOS транзисторов с выходной мощностью от 5 до 300 Вт в диапазоне до 500 МГц (табл.5).

Эти транзисторы образуют два ряда: с выходной мощностью от 60 до 300 Вт с рабочей частотой до 230 МГц и с выходной мощностью от 5 до 150 Вт с рабочей частотой до 500 МГц. Данные изделия предназначены для применения в предварительных, в предоконечных и окончных каскадах усилительных трактах наземных радиоэлектронных систем, а именно: в мобильных и стационарных радиостанциях, беспроводной телефонной связи, системах навигации, охранных системах, а также системах РЭБ.

Таблица 5

Основные технические характеристики мощных СВЧ DMOS транзисторов для средств радиосвязи

Шифр разработки	f , МГц	$P_{\text{вых}}$, Вт	$K_{\text{ур}}$, раз	η , %	$U_{\text{пит}}$, В	Тип корпуса
"Подшипник А"	230	60	25	50	28	КТ-56
"Подшипник Б"	230	150	20	50	28	КТ-56
"Подшипник В"	230	300	30	50	50	КТ-82
"Прорыв-62"	230	300	10	50	28	КТ-82
"Пастила А"	500	5	20	50	28	КТ-83
"Пастила Б"	500	10	20	50	28	КТ-81
"Пастила В"	500	20	15	50	28	КТ-81
"Пастила Г"	500	40	15	50	28	КТ-81
"Пастила Д"	500	80	12	50	28	КТ-44
"Поток-62"	500	150	10	50	28	КТ-82

Примечание. Работа в классе АВ в схеме с общим истоком.

Благодаря техническим характеристикам разрабатываемых транзисторов в значительной мере удастся уменьшить количество каскадов в усилителях мощности, а также габариты, размеры, массу и стоимость радиоаппаратуры.

В заключение следует отметить, что накопленный уникальный интеллектуальный и производственный потенциал позволяет ставить и решать задачи создания новых типов мощных СВЧ-транзисторов в интересах народного хозяйства и оборонной мощи страны.

ВЕКТОРНЫЙ МАГНИТОМЕТР МАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

**В. В. Гурзо, А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*, Л. С. Сотов,
А. В. Маринин*, В. В. Плешков***

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Описаны принцип работы, конструкция и экспериментальные характеристики векторного магнитометра на базе магнитоэлектронного СВЧ-генератора для измерения вектора магнитной индукции поле Земли.

Ключевые слова: векторный магнитометр, магнитоэлектронный СВЧ-генератор, магнитное поле Земли.

Vector Magnetometer of Weak Magnetic Fields

**V. V. Gurzo, A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, L. S. Sotov,
A. V. Marinin, V. V. Pleshkov**

There are described the principle, construction and experimental characteristics of vector magnetometer based on magnetolectronic SHF-generator for measuring of Earth magnetic induction vector.

Key words: vector magnetometer, magnetolectronic SHF-generator, Earth magnetic field.

Имеющиеся сведения из отечественных и зарубежных источников позволяют утверждать, что в настоящее время представляет интерес создание миниатюрных, с малым энергопотреблением, помехоустойчивых магнитометрических систем повышенной чувствительности [1], [2].

На базе микроэлектронного модуля, состоящего из транзистора и ферритового микрорезонатора, разработано многофункциональное устройство для измерения проекций слабых магнитных полей на заданные направления. Используя данное устройство, возможно построение 1-, 2-, 3-мерных векторных измерителей магнитного поля, электронного компаса, датчиков движения, скорости и т. п. Чувствительность по магнитному полю у данных устройств на два порядка выше по сравнению с датчиками на эффекте Холла. Принцип действия устройства основан на зависимости частоты магнитометрического генераторного датчика от внешнего магнитного поля.

Магнитометрический генераторный датчик магнитного поля представляет собой микромодуль (ЧИП), совмещающий в себе активный элемент и микрорезонатор (объемный или пленочный) на базе ферромагнетика, ферри-магнетика или антиферромагнетика. Простейшая магнитоэлектронная структура на базе биполярного транзистора представлена на рис. 1. Резонатор располагается между эмиттерным и базовым переходами транзистора.

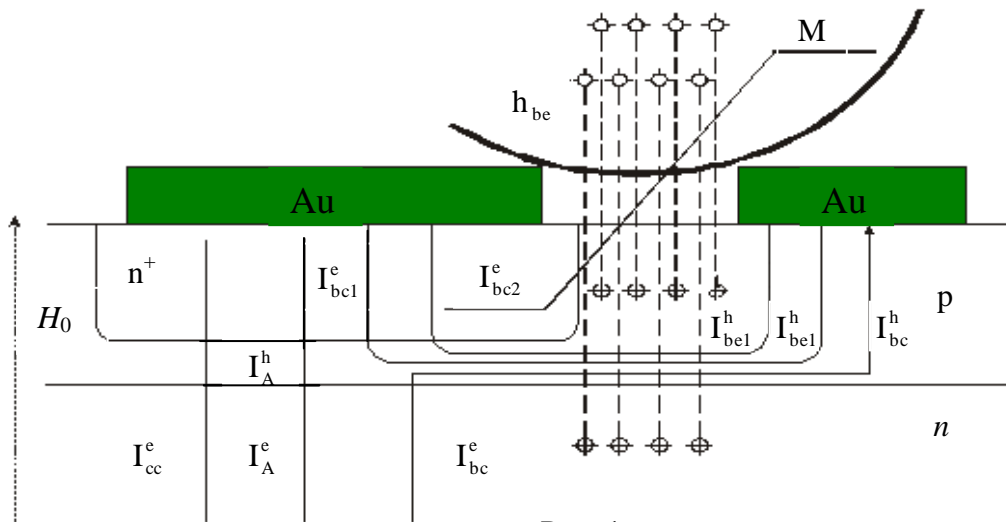


Рис. 1

Резонатор играет роль частотозадающего элемента и внутренней обратной связи.

На рис. 2 представлен лабораторный образец магнитометра для измерения вектора магнитной индукции Земли, выполненного на основе магнитометрического генераторного датчика. Магнитометр состоит из магнитометрического генераторного датчика, блока питания ТЕС-23/аккумулятора, цифрового частотомера ЧЗ-63/1, ПЭВМ на базе процессора Intel PIII-633 с платой сбора информации PIO-D144 фирмы ISP DAS.

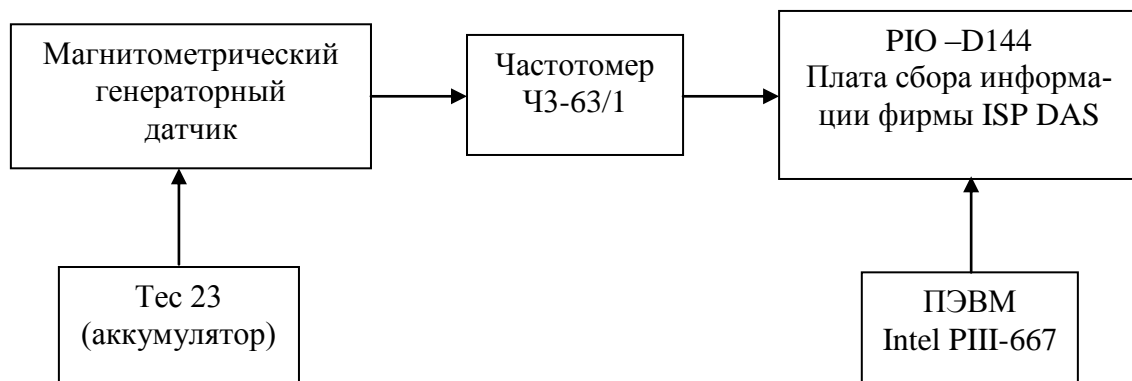


Рис. 2. Блок-схема лабораторного магнитометра – электронного компаса

Система координат, используемая при исследовании цифрового компаса на базе магнитометрического генераторного датчика, представлена на рис. 3, а, б. B – вектор индукции Земли, B_{xy} – проекция на горизонтальную плоскость вектора B , D – магнитное склонение, I – магнитное наклонение [3]. Зная угол α между осью Ox_0 и осью Ox – географическим меридианом, можно определить склонение D вектора B : $D = \alpha - \varphi$.

Зависимость угла φ от генерируемой частоты рассчитывалась по формуле

$$\varphi = \arccos \left(\frac{2v^2 - v_{\max}^2 - v_{\min}^2}{v_{\max}^2 - v_{\min}^2} \right),$$

где v_{\max} , v_{\min} – максимальное и минимальное значение частоты магнитометрического генераторного датчика при изменении угла φ на 360° . Аналогично измерения проводились при измерении угла θ . Образ магнитной стрелки полученного таким образом цифрового электронного компаса отображался на экране монитора ПЭВМ. Угол поворота φ стрелки отсчитывался от вертикальной оси по часовой стрелке. Полученная точность определения углов φ , θ не более $\pm 1^\circ$.

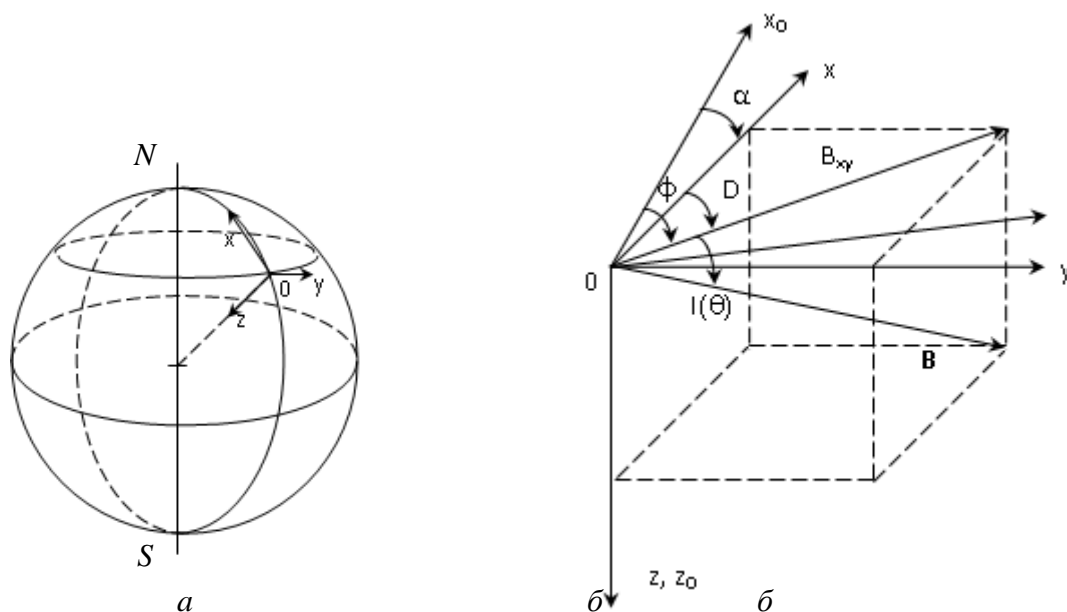


Рис. 3. Система координат, используемая при исследовании магнито-электронного датчика: x, y, z связана с географическими координатами (а); x_0, y_0, z_0 связана с лабораторной системой отсчёта (б)

Чувствительность предложенного магнитометрического датчика определяется для ферритов с малой константой анизотропии из условия ферромагнитного резонанса. Для слабых магнитных полей (порядка $H \leq 1$ ($\mathcal{E} \leq 10^{-4}$ Тл)) изменение частоты составляет 2,8 МГц/Э.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Касаткин С. И., Муравьев А. М. и др. Тонкопленочные многослойные датчики магнитного поля на основе анизотропного магниторезистивного эффекта // Микроэлектроника. 2000. Т. 29, № 2. С. 160–179.
2. Беляев Б. А., Бутанов С. В. и др. Микрополосковый тонкопленочный датчик слабых магнитных полей // Микроэлектроника. 2001. Т. 30, № 3. С. 228–232.
3. Колесов В. И. Аналитические методы магнитной картографии. М., 1985. С. 10.

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ НА ОСНОВЕ ФЕРРИТ-ТРАНЗИСТОРНЫХ СТРУКТУР

**А. А. Игнатьев, А. А. Солопов*, Д. В. Тугушов,
А. Г. Передумов, В. В. Гурзо**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Экспериментально подтверждена возможность управления спектром выходного СВЧ сигнала от монохроматического до шумового генератора с ферритовым резонатором, располагаемым непосредственно на структуре транзистора, при изменении внешнего магнитного поля.

Ключевые слова: транзисторный СВЧ-генератор, ферритовый резонатор, внешнее магнитное поле, управление спектром.

Spectral Characteristics of SHF-Generator Based on Ferrit-Transistor Structure

**A. A. Ignatiev, A. A. Solopov, D. V. Tugushov,
A. G. Peredumov, V. V. Gurzo**

The possibility of control over spectrum of output SHF signal from monochromatic to noise generator with ferrite resonator, placed directly on the transistor structure, when external magnetic field changes, is experimentally confirmed.

Key words: transistor SHF-generator, ferrite resonator, external magnetic field, control over spectrum.

Принцип построения генераторов СВЧ на основе феррит-транзисторных структур заключается в использовании промышленных транзисторов с топологией кристалла и разводкой электродов, подходящих для размещения ферритового микрорезонатора непосредственно на кристалле. В случаях, когда невозможно обеспечить контакт феррит – транзистор, используется внешняя обратная связь в виде линии передачи с ферритовым элементом.

Ферритовый резонатор играет роль частото задающего элемента в обратной связи. При изменении величины намагниченности феррита возможны различные виды генерируемых колебаний: монохроматические перестраиваемые внешним магнитным полем, управляемые эквидистантные сетки, шумоподобные колебания с регулируемой полосой генерируемых частот [1–2].

Экспериментально отработаны различные типы схем генераторов на низкие и высокие уровни мощности в диапазоне частот от 10 МГц до 40 ГГц.

На низком милливаттном уровне интегральной мощности были зарегистрированы процессы параметрического умножения и деления сигнала

основной частоты в полосе частот 10 МГц – 40 ГГц [1]. На высоком уровне мощности до 5 – 10 Вт процессы параметрического умножения сигнала основной частоты были зарегистрированы в полосе частот 400 МГц – 4 ГГц [2]. Гармонические составляющие существенно превышали граничные частоты используемых транзисторов. Особенность, подтверждающая параметрический характер взаимодействий – постоянство технической ширины спектральных линий гармоник и субгармоник $(\Delta\nu_{-3дБ})_m = (\Delta\nu_{-3дБ})_1 = (\Delta\nu_{-3дБ})_n = \text{const} = 10 \text{ кГц}$, $(\Delta\nu_{-60дБ})_m = (\Delta\nu_{-60дБ})_1 = (\Delta\nu_{-60дБ})_n = \text{const} = 60 \text{ кГц}$, $n = 2, 3, \dots$, $m = 2, 3, \dots$ и их формы.

В качестве базовых транзисторов использовались биполярные транзисторы высокой мощности типа КТ962, КТ938 производства НИИЭТ (Воронеж) диапазона частот около 1 ГГц [2]. Использовались и полевые транзисторы типа ПТШ-300, ПТШ-600 производства ФГУП «Алмаз-Фазотрон» (Саратов) милливаттного уровня мощности и рабочей частотой до 15 ГГц [3]. В диапазоне частот до 40 ГГц использовались малогабаритные усилители производства НПЦ «Салют-микро» (Н. Новгород).

В соответствии с диапазоном генерируемых частот подбирается ферритовый элемент. В экспериментах применялся ЖИГ сферической формы малого диаметра порядка 0,4–0,7 мм. Для каждого диапазона частот применялся ЖИГ соответствующей намагниченности.

На высоких частотах необходимый уровень связи между ферритом и активным элементом нужно обеспечивать специальной конструкцией выводов активного элемента или применением внешней обратной связи специальной конструкции.

На рис. 1 показана блок-схема установки для исследования взаимодействий в генераторном режиме на основе усилителя производства НПЦ «Салют-микро».

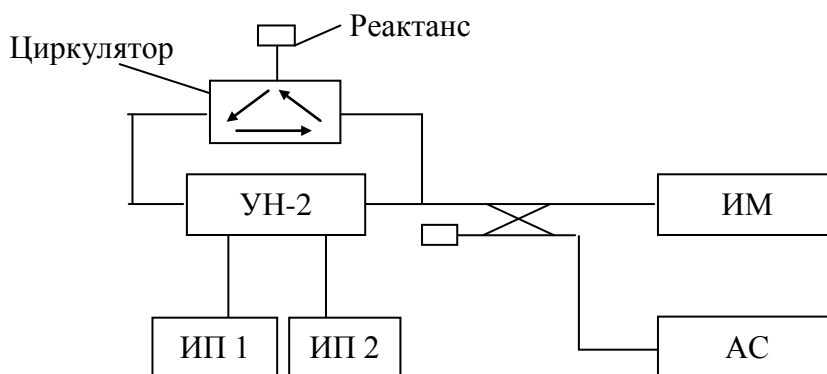


Рис. 1. ИП 1, ИП 2 – источники питания ТЕС-23; ИМ – измеритель мощности Я2М-66 с преобразователем 3.469.025 № 28; АС – анализатор спектра С4-60 с преобразователем ЯЧС-60

В цепи внешней обратной связи использовался циркулятор и регулируемый реактанс для выполнения фазовых условий возбуждения колебаний.

С целью уменьшения потерь на передачу в цепи обратной связи устанавливался волновод стандартного сечения $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$ с размещёнными в

нём вдоль узкой стенки ферритовыми элементами (монокристаллом и пленкой ЖИГ с $4\pi M_s = 1700$ Гс).

В отсутствие внешнего поля наблюдалась генерация четырёх составляющих с частотами 37,6 ГГц, 39,4 ГГц, 40,3 ГГц, 41,2 ГГц.

Режим питания генератора: $U_c = 7$ В, $U_3 = -6$ В, $I = 340$ мА. $P_{\text{вых}} = 35$ мВт.

Внешнее магнитное поле H_0 прикладывалось касательно к широкой стороне кристалла (пленки) и изменялось в пределах от 0 до 9000 Э. Феррит намагничивался касательно-поперечно.

При поле $H_0 = 2950$ Э происходило смещение частотных составляющих вниз по частоте на -500 МГц.

При поле $H_0 = 3370$ Э вблизи составляющих возникали дополнительные линии генерации равной амплитуды с межчастотным расстоянием порядка 100 МГц.

При поле $H_0 = 3800$ Э происходило зашумление всех составляющих в спектре сигнала. Полоса шумоподобных сигналов в каждой составляющей достигала 30 МГц по уровню -60 дБ и 1 МГц по уровню -3 дБ.

При питании усилителя $U_c = 6$ В, $U_3 = -6$ В, $I = 570$ мА наблюдались в автоколебательных режимах сильно неустойчивые многочастотные колебания, которые управлялись в диапазоне частот 20...41 ГГц слабыми магнитными полями H_0 (до 300 Э), приложенными к волноводу с ферритом (ЖИГ размером $3,4 \times 12 \times 0,4$ мм³ с намагниченностью $4\pi M_s = 1760$ Гс) наблюдались многочастотные неустойчивости.

Влияние магнитного поля H_0 на параметры и спектры сигналов показано в табл. 1.

Таблица 1

Магнитное поле H_0 , Э	Вид спектра сигнала	№ рисунка
0	Узкие частотные составляющие	2
55	Возрастающие частотные составляющие по амплитуде, возникновение дополнительных составляющих	3
55	Увеличенная в масштабе частотная составляющая	4
63	Сетка частот с зашумливанием по основанию в диапазоне частот более 19,5-41,3 ГГц	5
165	Широкополосный шумовой сигнал в диапазоне частот более 19,5-41,3 ГГц	6
270	Широкополосный шумовой сигнал в диапазоне частот более 19,5-41,3 ГГц	7
310	Широкополосный шумовой сигнал в диапазоне частот более 19,5-41,3 ГГц	8

Управление спектром сигналов осуществляется за счёт изменения магнитного поля H_0 в малых пределах (55–310 Э) при касательном, нормальном и промежуточном намагничиваниях монокристаллического феррита в доменном режиме в сверхширокой полосе частот более 20 ГГц. Формируются следующие сигналы помех:

– монохроматические сигналы, перестраиваемые по частоте в широком диапазоне частот;

- эквидистантные сетки частот, перестраиваемые по частоте в широком диапазоне частот;
- режимы зашумливания пьедесталов монохроматических сигналов и эквидистантных сеток частот в широком диапазоне частот;
- режимы, близкие к белому шуму с неравномерностью по мощности $\pm(3\dots5)$ дБ в частотной полосе более 20 ГГц.

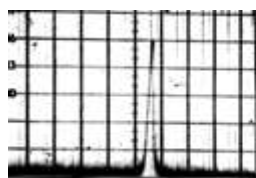


Рис. 2

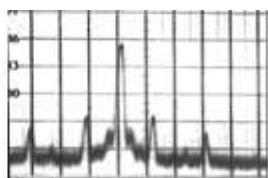


Рис. 3

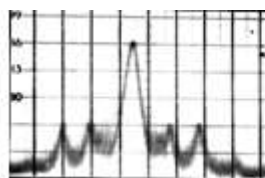


Рис. 4

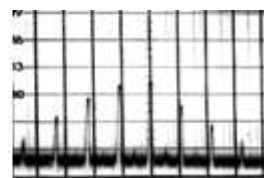


Рис. 5

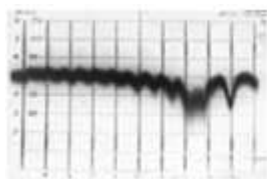


Рис. 6

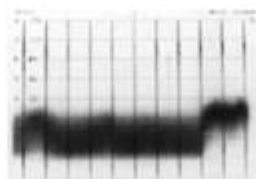


Рис. 7

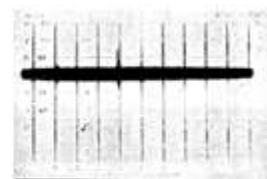


Рис. 8

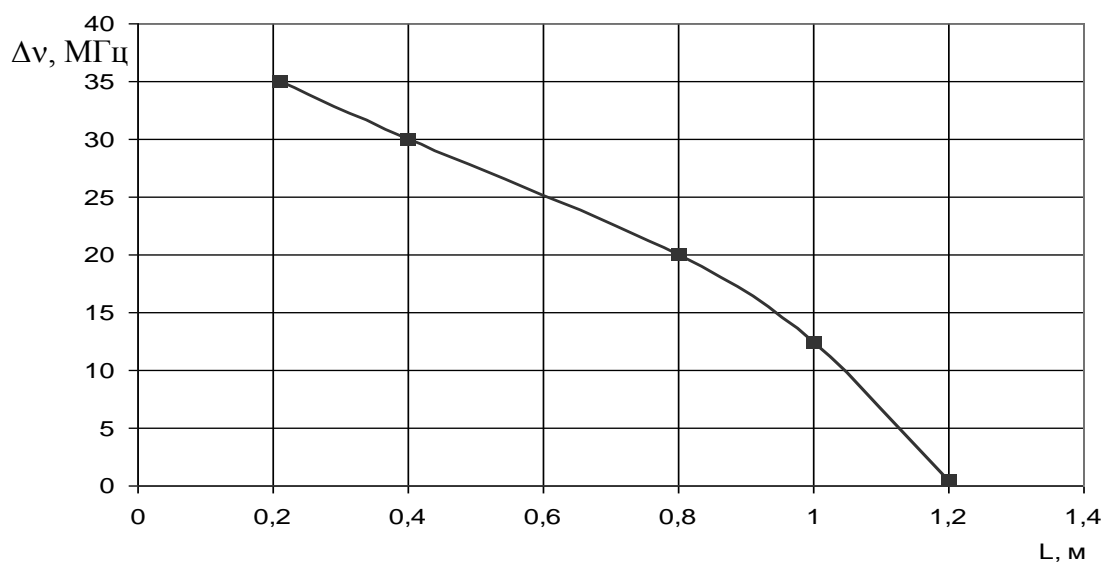


Рис. 9

Внешняя обратная связь с ферритом использовалась в нескольких макетах генераторов на основе стандартных усилителей в диапазонах до 3 ГГц, 9 ГГц, 15 ГГц [3]. Во всех экспериментах был зарегистрирован эффект расширения полосы частот шумового сигнала от геометрической длины цепи обратной связи, отсчитываемой от входа до выхода усилителя (рис. 9 для генератора до 3 ГГц).

Таким образом, внесение ферритового образца в область транзисторной структуры и обеспечение сильной связи экспериментально подтверждает преимущества феррит-полупроводниковых структур при использовании для формирования различных видов сигналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А. А., Тугушов Д. В., Сотов Л. С. и др.* Экспериментальное исследование сигналов в генераторах с гетеромагнитными структурами // Электронные приборы и устройства СВЧ: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 2001. Вып. 1. С. 32–35.
2. *Игнатъев А. А., Тугушов Д. В.* Энергетические и спектральные характеристики гетеромагнитных взаимодействий на высоких уровнях мощности // Перспективы развития электроники и вакуумной техники на период 2001-2006 г.: Сб. тр. междунар. науч.-техн. конф. Саратов, 2001. С. 93–99.
3. *Гурзо В. В., Игнатъев А. А., Тугушов Д. В. и др.* Исследование особенностей формирования шумовых сигналов генераторов с магнитоэлектронным взаимодействием // Электронные приборы и устройства нового поколения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 2003.

УДК 621.373, 533.9.082.74

ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ ГЕНЕРАЦИИ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ

**М. Н. Куликов, А. А. Игнатъев, А. А. Солопов*,
Ю. В. Нашивочникова*, Д. В. Тугушов**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Экспериментально показана возможность повышения стабильности частоты СВЧ-генератора с ЖИГ-резонатором, выполненном на биполярном транзисторе, при однополярном питании за счёт подбора сопротивлений делителя.

Ключевые слова: СВЧ-генератор, ЖИГ-резонатор, биполярный транзистор.

Increasing of Stability of Transistor SHF Generator Frequency

**M. N. Kulikov, A. A. Ignatiev, A. A. Solopov,
Y. V. Nashivochnikova, D. V. Tugushov**

The possibility of increasing stability of frequency of SHF generator with YIG-resonator, made on the bipolar transistor, with unipolar supply by the selection of resistance divider, is experimentally showed.

Key words: SHF-generator, YIG-resonator, bipolar transistor.

Экспериментальные исследования нестабильностей частоты транзисторного генератора с гетеромагнитной структурой проводились на лабораторном макете, выполненном на транзисторе 2Т962Б по схеме с общей базой, с ЖИГ-сферой, расположенной в цепи внутренней межэлектродной обратной связи транзистора и находящейся в поле механически настраиваемой

мого постоянного магнита. Рабочий диапазон частот генератора 0,7–0,9 ГГц, выходная мощность – до 1 Вт. Специальные меры по повышению стабильности частоты в генераторе не принимались.

Измерения проводились на установке, блок-схема которой приведена на рис. 1. Напряжение на электродах измерялось цифровым вольтметром В7-16.

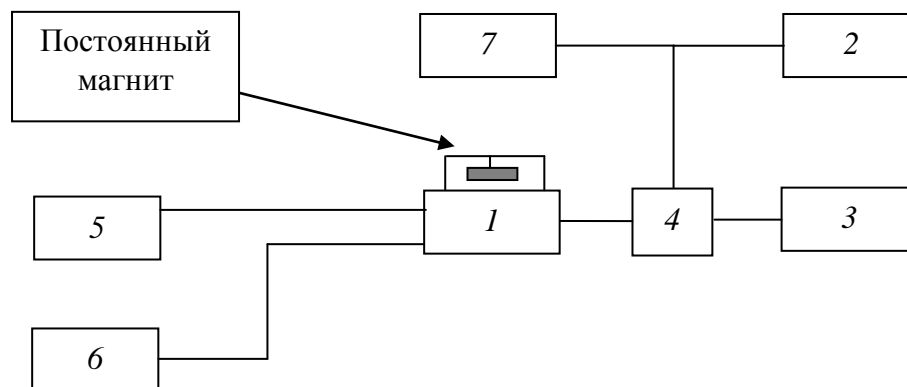


Рис. 1. Блок-схема измерительной установки: 1 – исследуемый генератор; 2 – анализатор спектра С4-60 на поддиапазон 10 МГц – 1,5 ГГц; 3 – измеритель мощности МЗ-56 с измерительной головкой 5.439.002 на уровень непрерывной мощности до 20 Вт в диапазоне частот до 17 ГГц; 4 – направленный ответвитель; 5 – источник питания коллектора ТЭС-23 НТР 30.2.5; 6 – источник питания эмиттера ТЭС-23 НТР 30.2.5; 7 – частотомер электроно-счётный ЧЗ-63/1

Одним из источников изменения частоты транзисторных генераторов является нестабильность напряжений питания. Флуктуации и пульсации напряжений приводят к росту кратковременной нестабильности частоты, а медленные изменения и отдельные скачки напряжений – к увеличению долговременной нестабильности.

Как было установлено ранее, величина внешнего магнитного поля, в котором находится ЖИГ-сфера, влияет на спектр генерируемого сигнала. При этом в области малых значений магнитного поля ($0 < H_0 < 100$ Э) и при больших полях ($450 < H_0 < 600$ Э) спектр сигнала оказывается наиболее близким к монохроматическому. Именно в этих режимах и проводились исследования, связанные с изучением частотной нестабильности генератора.

На рис. 2, а представлена зависимость частоты генерации ν от напряжения между эмиттером и базой (напряжения эмиттера $|U_э|$) для различных напряжений между коллектором и базой (напряжения коллектора U_k) при двух значениях внешнего магнитного поля H . На рис. 2, б показано изменение мощности генерации в зависимости от величины напряжения на эмиттере для тех же значений U_k и H .

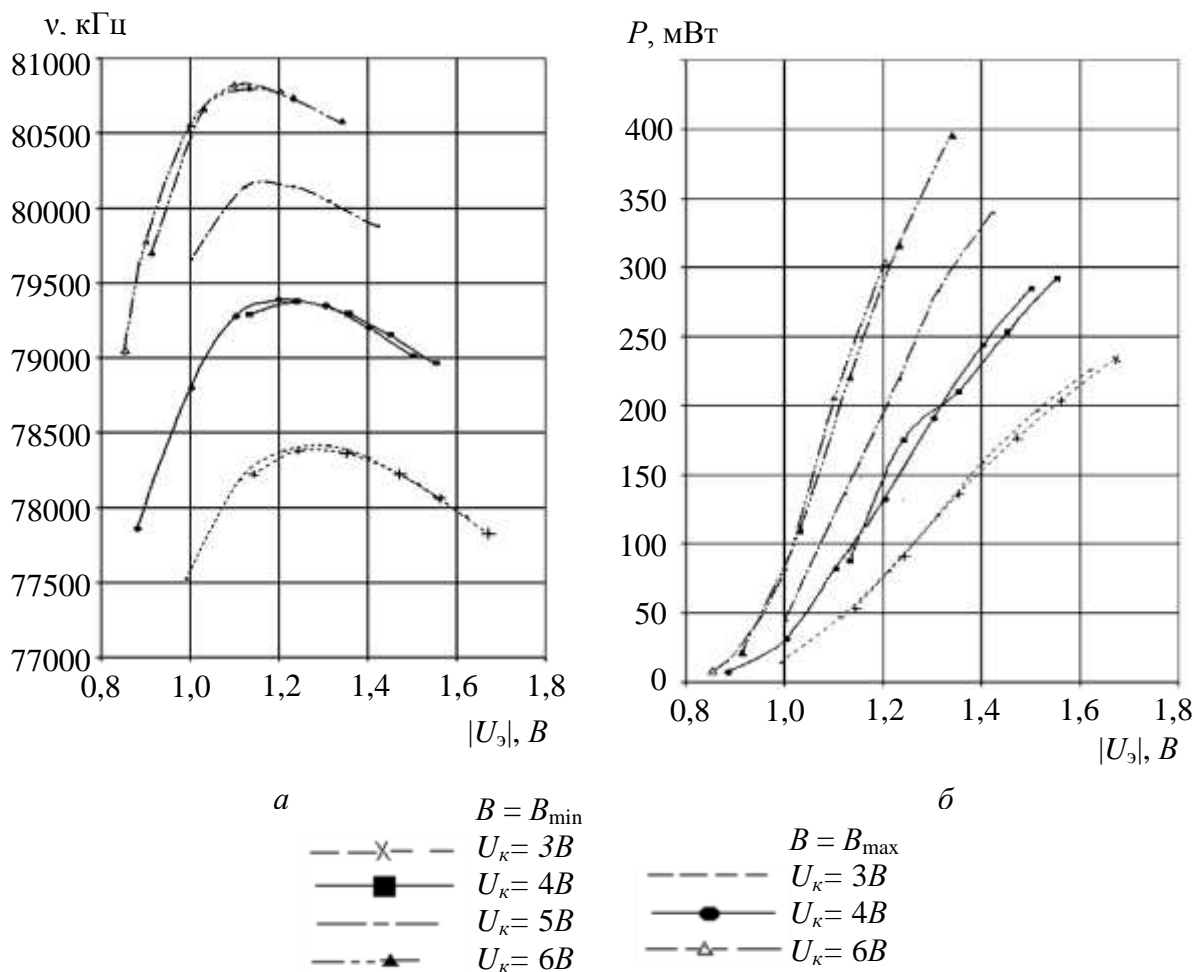


Рис. 2: *а* – зависимость частоты генерации ν от напряжения эмиттера $|U_3|$, *б* – зависимость мощности генерации ν от напряжения эмиттера $|U_3|$

Представленные результаты показывают, что при неизменном напряжении на коллекторе U_k с увеличением напряжения эмиттера $|U_3|$ частота генерации сначала возрастает, а затем начинает уменьшаться. Так как генератор рассчитан на выходную мощность до 1 Вт, то номинальному режиму работы при $P_{\text{вых}} > 150$ мВт всегда соответствует уменьшение частоты генерации при увеличении абсолютного значения напряжения на эмиттере.

Из данных рис. 2 видно, что величина внешнего магнитного поля, действующего на ЖИГ-сферу, практически не влияет на частоту и мощность генерации. Однако при больших магнитных полях устойчивая генерация всегда начинается при меньших значениях $|U_k|$, соответствующих малым выходным мощностям, меньшим 10 мВт.

В номинальном режиме частота генерации очень сильно зависит от напряжений на электродах (см. рис. 2). Так, для исследованных режимов $\frac{\Delta \nu}{\Delta |U_3|} \cong -(20 \div 40) \frac{\text{кГц}}{\text{мВ}}$, а $\frac{\Delta \nu}{\Delta U_k} \cong +(5 \div 9) \frac{\text{кГц}}{\text{мВ}}$. Поэтому для получения отно-

сительной кратковременной нестабильности частоты порядка 10^{-5} , если бы она определялась только нестабильностью источников питания, размах

флуктуаций напряжения на электродах не должен превышать 2 мВт. Однако можно применить такую схему питания транзистора, при которой влияние нестабильностей напряжений резко снижается.

С увеличением напряжения на коллекторе частота генерации всегда возрастает. Следовательно, если в номинальном режиме увеличение напряжения на эмиттере уменьшает частоту генерации, то увеличение напряжения на коллекторе ведет к противоположному эффекту – увеличению частоты. Этот экспериментальный факт позволяет предположить, что при увеличении в соответствующей пропорции обоих напряжений, частота генерации будет оставаться практически неизменной, т.е. мало изменяться при небольших изменений суммарного напряжения. Такое пропорциональное изменение напряжений на эмиттере и коллекторе можно получить, если питать электроды генератора от одного источника напряжения через реостат, включенный так, как показано на рис. 3.

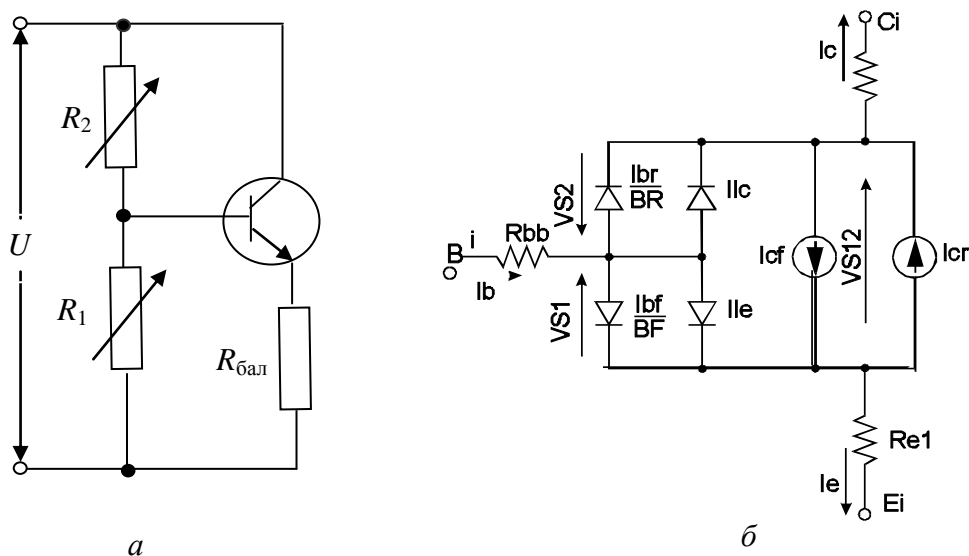


Рис. 3. Схема питания транзисторного генератора по постоянному току от одного источника (а); статическая модель биполярного транзистора Гуммеля-Пуна (б)

Для определения требуемого соотношения $|U_3|$ и U_k кривые (см. рис. 2) удобно перестроить так, чтобы иметь зависимости частоты генерации ν от суммарного напряжения $U_0 = U_k + |U_3|$ для различных значений отношения $|U_3|/U_0$. Соответствующие кривые представлены на рис. 4.

Видно, что для каждого значения в отношении $|U_3|/U_0$ существует область напряжений источника U_0 , в пределах которой частота генерации должна меняться очень мало. В этом случае влияние нестабильностей и пульсаций источников питания на частоту генерации уменьшается на несколько порядков.

Однако при практической реализации описанной схемы необходимо учитывать, что между электродами транзистора имеются свои внутренние, в том числе и нелинейные, сопротивления (см. рис. 3, б). Эти сопротивления оказываются подключенными параллельно частям внешнего потен-

циометра, так что отношение $|U_3|/U_0$ будет изменяться при изменении U_0 . Для того чтобы это отношение как можно меньше менялось при изменении общего напряжения U_0 из-за нелинейных сопротивлений $p-n$ переходов в транзисторе, необходимо уменьшать сопротивление реостата R_0 . При этом

будет увеличиваться мощность $P_0 = \frac{U_0^2}{R_0}$, рассеиваемая бесполезно на этом

сопротивлении. Если принять, что эта мощность не должна превышать 1Вт, то R_0 должно быть не меньше $50 \div 100$ Ом.

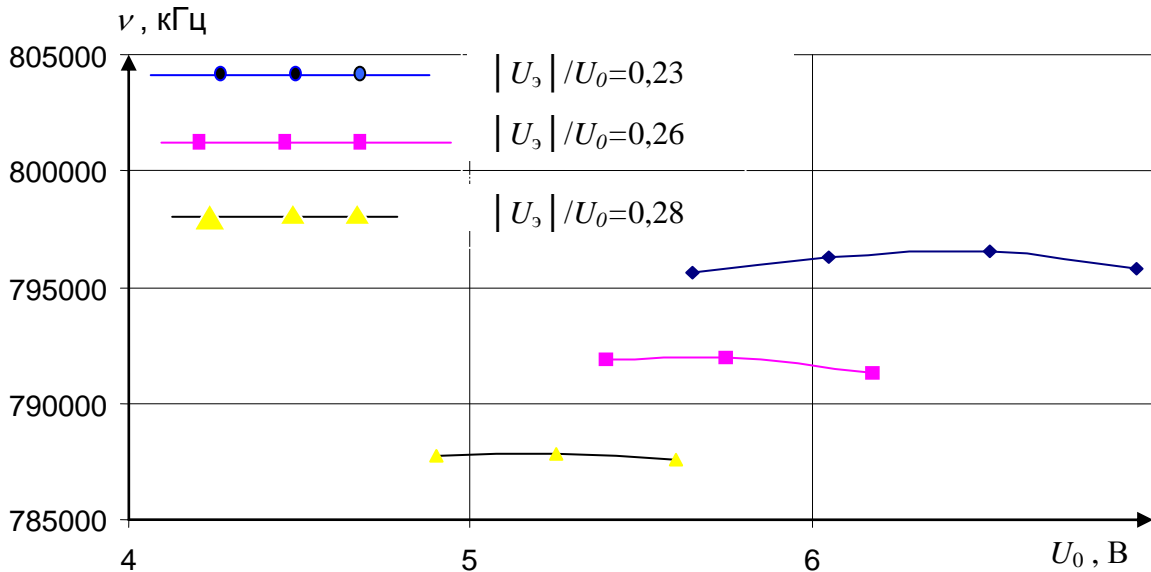
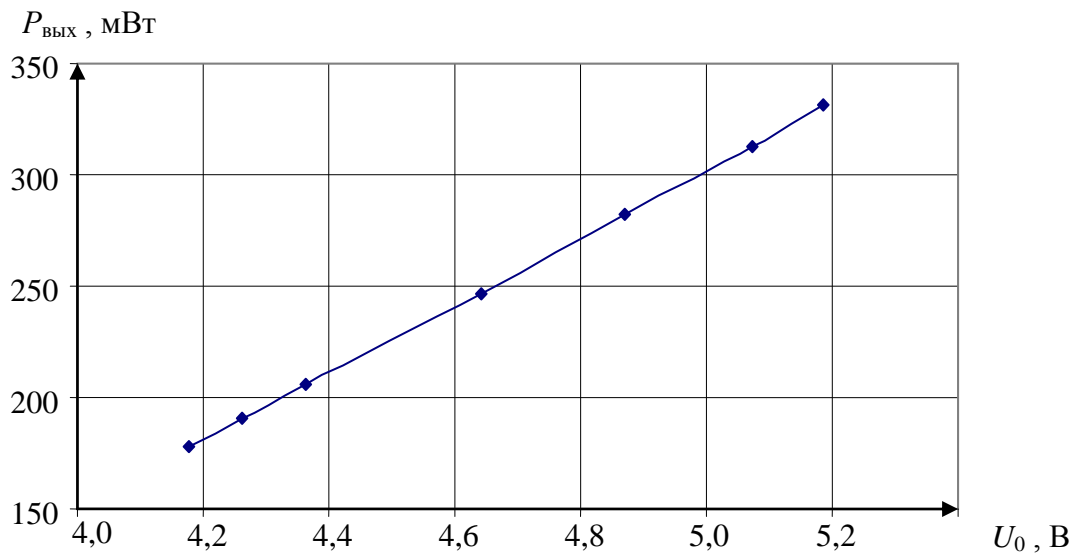


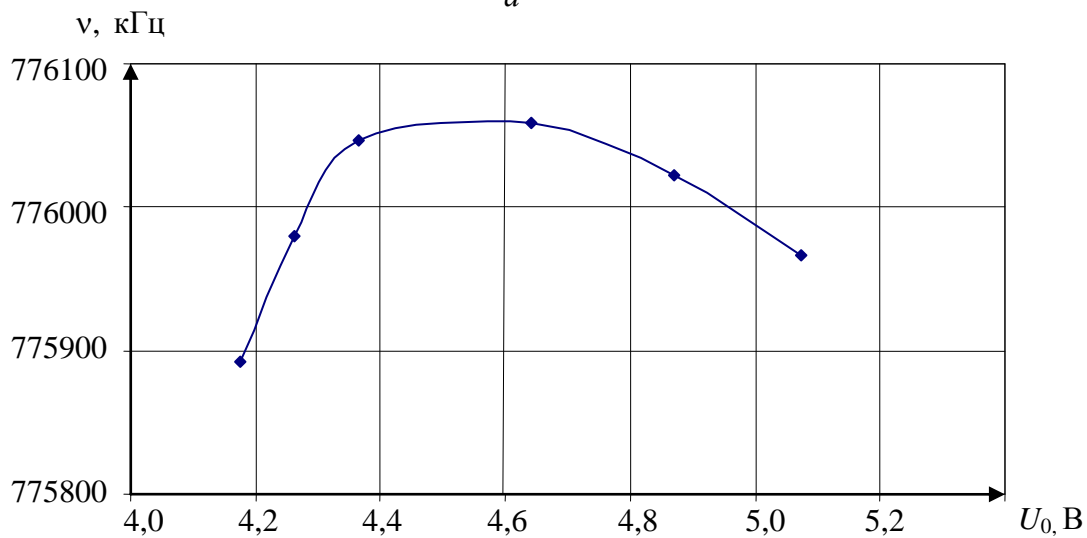
Рис. 4. Расчетные зависимости частоты генерации от напряжения питания U_0 при подключении транзистора к одному источнику питания (по схеме рис. 3 для различных отношений $|U_3|/U_0$)

На рис. 5 показаны экспериментальные зависимости выходной мощности $P_{\text{вых}}$ и частоты генерации ν от напряжения питания $U_0 = U_k + |U_3|$ при подключении транзистора к одному источнику по схеме рис. 3 для $R_1=60,4$ Ом и $R_2=80,1$ Ом при индукции внешнего магнитного поля $H_0=420$ Э. При такой схеме питания транзистора действительно наблюдается существенная компенсация уходов частоты, связанных с одновременным увеличением напряжений $|U_3|$ и U_k . Так, вблизи оптимума изменение напряжения U_0 от 4,4 до 4,8 В приводит к изменению частоты в пределах всего 20 кГц, что в несколько сот раз меньше, чем при раздельном питании электродов.

Следует отметить, что при постоянных значениях R_1 и R_2 отношение $|U_3|/U_0$ изменялось от 0,383 до 0,376 при увеличении напряжения U_0 от 4,4 В до 4,8 В и сильно отличалось от отношения $R_1/R_0 = 0,43$, где $R_0 = R_1+R_2$. Это связано с нелинейным характером сопротивлений $p-n$ переходов транзистора и малым балластным сопротивлением в цепи эмиттера ($R_{\text{бал}} \approx 5$ Ом).



a



б

Рис. 5. Экспериментальные зависимости выходной мощности $P_{\text{вых}}$ (*a*) и частоты генерации ν (*б*) от напряжения питания U_0 при подключении транзистора к одному источнику по схеме рис. 3 для $R_1 = 60,4 \text{ Ом}$ и $R_2 = 80,1 \text{ Ом}$

Для режима, соответствующего малому влиянию напряжения источника питания U_0 на частоту генерации, определялась кратковременная нестабильность частоты по методике, описанной в [1]. Измерения проводились при $U_s = -1,711 \text{ В}$, $U_k = 3,342 \text{ В}$ ($U_0 = 5,053 \text{ В}$). Выходная мощность генерации при этом составляла $P_{\text{вых}} = 265 \text{ мВт}$. Время усреднения частотомера $\tau = 0,1 \text{ с}$, а интервал между соседними отсчетами частоты $\Delta\tau = 9 \text{ с}$. Всего было выполнено 100 таких отсчетов. Как было установлено ранее, для достоверного определения среднеквадратичного отклонения частоты $\Delta\nu_{\text{ск}}$ достаточно 20–30 отсчетов.

Поэтому серия из 100 отсчетов, выполненная в течение 900 с, позволяет определить $\Delta\nu_{\text{ск}}$ и $\Delta\nu_{\text{кр}} = 3 \Delta\nu_{\text{ск}}$ как минимум на трех интервалах времени: 0–270, 270–540 и 540–810 с.

На каждом из названных выше временных интервалов абсолютное значение кратковременной нестабильности частоты за время усреднения $\tau = 0,1$ с составляют соответственно 5,2 кГц; 4,5 кГц и 3,9 кГц, а относительная кратковременная нестабильность – $6,6 \cdot 10^{-6}$, $5,6 \cdot 10^{-6}$ и $5 \cdot 10^{-6}$. Эти результаты свидетельствуют, что наблюдается устойчивая тенденция снижения кратковременной нестабильности частоты по мере прогрева генератора.

Аналогичные результаты для случая питания электродов транзистора от двух отдельных источников питания дали абсолютное значение кратковременной нестабильности частоты 31,8 кГц, а относительное – $4 \cdot 10^{-5}$.

Из сравнения с предыдущими результатами видно, что при питании транзистора от одного источника при надлежащем подборе сопротивлений делителя уровень кратковременной нестабильности частоты заметно снижается, хотя при этом и уменьшается технический КПД генератора. Питание транзистора от одного источника через такой делитель напряжения позволяет также снизить требования к долговременной стабильности напряжения источника питания.

Из представленных данных видно, что и в случае питания транзистора от двух источников кратковременная нестабильность также несколько снижается с течением времени по мере прогрева генератора. Механизм этого явления пока не совсем ясен.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Герасимова Н. В., Куликов М. Н. Простой алгоритм определения низкочастотных флуктуационных составляющих частоты автогенераторов // Измерительная техника. 1999. № 11. С. 19–21.

Секция 2

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ, ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ СВЧ

УДК 537.622.6

МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЕРРИТ-СОДЕРЖАЩИХ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ СТРУКТУР В НЕНАСЫЩЕННЫХ СОСТОЯНИЯХ

А. Л. Хвалин, А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*, С. П. Кудрявцева

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Исследуется электродинамическая система из двух близкорасположенных ступенчатых неоднородностей в экранированной несимметричной микрополосковой линии, содержащей ферритовую пленку с доменной структурой. Методом частичных областей получены дисперсионные уравнения для случая квази-Н-волн.

Ключевые слова: метод частичных областей, дисперсионное уравнение, граничные условия на ферритовой плёнке, доменная структура.

Modeling of Ferrite-Containing Electrodynamic Structures in the Unsaturated States

A. L. Khvalin, A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, S. P. Kudryavtseva

There is investigating the electrodynamic system of two closely spaced stepped inhomogeneities in the shielded asymmetrical microstrip line, including ferrite film with domain structure. By means of method of partial regions there are obtained dispersion equations for the case of quasi-H-waves.

Key words: method of partial regions, dispersion equation, boundary conditions on ferrite film, domain structure.

Исследуемая электродинамическая система (рис. 1) представляет собой две ступенчатые близкорасположенные неоднородности в экранированной несимметричной микрополосковой линии (НМПЛ). Для решения задачи используем метод частичных областей [1, 2]. Область решения задачи разбивается на однородные области поперечными плоскостями $z = 0$ и $z = \Delta$.

Области I и III представляют собой полубесконечные отрезки НМПЛ ($-\infty < z < 0$, $\Delta < z < \infty$) с проводником нулевой толщины и шириной соответственно w_1 и w_3 . Проводник расположен на подложке из диэлектрика с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_1 = \epsilon_3$ толщиной b_1 . Область II в общем случае представляет собой отрезок НМПЛ $0 < z < \Delta$ с проводником нулевой

толщины и шириной w_2 , расположенным на подложке из диэлектрика с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_2 = \varepsilon_1 = \varepsilon_3$ толщиной b_1 . Практический интерес представляет случай $w_2 = 0$, т.е. зазор величиной Δ на проводнике НМПЛ. При этом область II представляет собой двухслойный прямоугольный волновод. Кроме того, область II включает пленку ферромагнитного материала с параметрами ε_ϕ и тензором магнитной проницаемости $\bar{\mu}_\phi$.

Ферромагнитная пленка имеет толщину d и расположена $-\frac{a}{2} < x < \frac{a}{2}$, $b_1 < y < b_1 + d$, $0 < z < \Delta$.

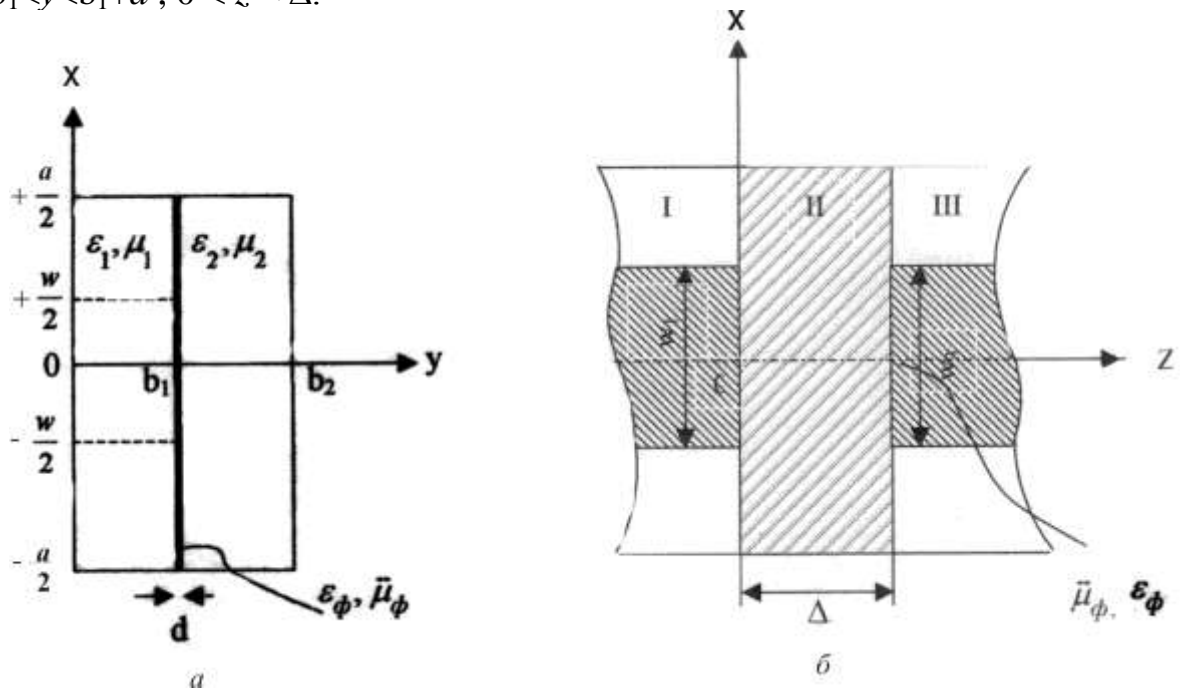


Рис. 1. Двойная ступенчатая неоднородность в НМПЛ: a – сечение в плоскости xOy ; b – сечение в плоскости xOz

Пусть плоская электромагнитная волна падает слева на неоднородность. В этом случае в области I поле будет представлять собой суперпозицию падающей и отраженной от неоднородности волн

$$\begin{bmatrix} \bar{E} \\ \bar{H} \end{bmatrix}_1 = \sum_{n=1}^N A_n \begin{bmatrix} e_{1n}(x, y) \\ h_{1n}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \exp(-j\beta_{1n} z) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \begin{bmatrix} e_{1n}(x, y) \\ -h_{1n}(x, y) \end{bmatrix} \cdot \exp(j\beta_{1n} z) \text{ при } z \leq 0.$$

В области II поле представляет суперпозицию полей падающей и отраженной от неоднородности волн

$$\begin{bmatrix} \bar{E} \\ \bar{H} \end{bmatrix}_2 = \sum_{n=1}^{\infty} C_n \begin{bmatrix} e_{2n}(x, y) \\ h_{2n}(x, y)_x \end{bmatrix} \cdot \exp^{-j\beta_{2n} z} + \sum_{n=1}^{\infty} D_n \begin{bmatrix} e_{2n}(x, y) \\ -h_{2n}(x, y)_x \end{bmatrix} \cdot \exp^{j\beta_{2n} z}$$

при $0 < z < \Delta$.

В области III поле представляет суперпозицию только прошедших волн

$$\begin{bmatrix} \bar{E} \\ \bar{H} \end{bmatrix}_3 = \sum_{n=1}^{\infty} F_n \begin{bmatrix} e_{3n} \\ h_{3n} \end{bmatrix} \cdot \exp[-j\beta_{3n}(z - \Delta)],$$

где $\begin{Bmatrix} e_{jn} \\ h_{jn} \end{Bmatrix}$ $j = 1, 2, 3$ – системы собственных функций поперечного сечения области j ; A_n – амплитуды падающих волн; B_n, C_n, D_n, F_n – неизвестные коэффициенты.

Граничные условия для электродинамической системы с разрывом проводника и включением ферромагнитной пленки:

– на границе I-II ($z = 0$)

$$[\bar{E}_1, \bar{Z}_0] = [\bar{E}_2, \bar{Z}_0] \quad z = 0 \text{ на } S_2$$

$$[\bar{E}_1, \bar{Z}_0] = [\bar{E}_2, \bar{Z}_0] = 0, \quad z = 0 \text{ на } \Delta S_1 = S_2 - S_1$$

$$[\bar{Z}_0, \bar{H}_1] = [\bar{Z}_0, \bar{H}_2] \text{ на } S_1 \text{ при } z = 0$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{ГУ} \\ \text{на границе II - III} \\ (z = \Delta) \end{array} \right\} \begin{array}{l} [\bar{E}_3, \bar{Z}_0] = [\bar{E}_2, \bar{Z}_0] \text{ на } S_2 \text{ при } z = \Delta \\ : [\bar{E}_3, \bar{Z}_0] = [\bar{E}_2, \bar{Z}_0] = 0 \text{ на } \Delta S_2 = S_2 - S_3 \text{ при } z = \Delta \\ [\bar{Z}_0, \bar{H}_3] = [\bar{Z}_0, \bar{H}_2] \text{ на } S_3 \text{ при } z = \Delta, \end{array}$$

где S_1, S_2, S_3 – части сечений соответствующих регулярных линий, свободных от проводников; z_0 – единичный вектор, направленный вдоль оси Z .
Условие ортогональности собственных волн в каждой области

$$\int_{S_j} [e_j, h_{jk}] z_0 ds = 0 \quad \text{при } n \neq k; \quad j = 1, 2, 3.$$

Используя выражение полей по областям, условие ортогональности и ГУ, приходим к бесконечной системе алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно неизвестных коэффициентов B_n, C_n, D_n, F_n . Далее, из СЛАУ исключаются коэффициенты C_n и D_n , получаем следующую систему уравнений относительно B_n и F_n :

$$\sum_{n=1}^{\infty} \alpha_{kn} F_n + \xi \sum_{n=1}^{\infty} \eta_{kn} B_n = \sum_{n=1}^N A_n (\eta_{kn} - 2\delta_{kn});$$

$$\sum_{n=1}^{\infty} \alpha_{kn}^1 F_n + \xi^1 \sum_{n=1}^{\infty} \eta_{kn} B_n = \sum_{n=1}^N A_n \eta_{kn}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, N;$$

$$\alpha_{kn} = \sum_{p=1}^{\infty} \frac{C_{kp} f_{np}}{j \sin(\beta_{2p} \Delta)}; \quad \eta_{kn} = \delta_{kn} + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{C_{kp} a_{np}}{j \operatorname{tg}(\beta_{2p} \Delta)};$$

$$\alpha_{kn}^1 = \delta_{kn} + \sum_{p=1}^{\infty} \frac{b_{kp} f_{np}}{j \operatorname{tg}(\beta_{2p} \Delta)}; \quad \eta_{kn}^1 = \sum_{p=1}^{\infty} \frac{b_{kp} a_{np}}{j \sin(\beta_{2p} \Delta)};$$

$$\alpha_{np} = \frac{1}{N_{2p}} \int_{S_1} [e_{1n}, h_{2p}^*] z_0 ds; \quad b_{np} = \frac{1}{N_{3p}} \int_{S_3} [e_{3n}, h_{2p}^*] z_0 ds;$$

$$C_{np} = \frac{N_{2p}}{N_{1n}} a_{np}; \quad f_{np} = \frac{N_{3n}}{N_{2p}} b_{np}; \quad N_{jp} = \int_{S_j} [e_{jp}, h_{jq}^*] z_0 ds; \quad j = 1, 2, 3.$$

Здесь $\xi = \xi^1 = -1$ – параметры, определяемые структурой неоднородностей. В данном случае $S_2 \geq S_1, S_3$. Таким образом, задача анализа электродинамической системы (см. рис. 1) сведена к бесконечной СЛАУ. Для получения элементов матрицы СЛАУ в явном виде необходимо решить задачи на собственные значения по областям I, II, III и получить граничные условия на ферритовой пленке с доменной структурой (в области II).

Дисперсионное уравнение экранированной НМПЛ

Микрополосковую линию можно представить в виде сочетания элементарных ячеек [1, 3]. В данном случае поперечное сечение НМПЛ разбивается на две элементарные ячейки по оси симметрии линии (рис. 2). Объединение ячеек в данном случае эквивалентно размещению в плоскости $x = 0$ электрических или магнитных стенок в зависимости от типа волны. Таким образом, накладывая те или иные ГУ, можно получить модели различных полосковых структур с определенными типами волн.

Полагаем, что полосковый проводник обладает идеальной проводимостью, и его толщина равна нулю. Абсолютные проницаемости сред, между которыми он размещен, равны ϵ_2, μ_2 .

Закон изменения составляющих электромагнитных полей собственных волн от времени t и продольной координаты z предполагается в форме $\exp[j(\omega t - \beta z)]$, где β – неизвестная фазовая постоянная собственной волны НМПЛ, ω – круговая частота, j – мнимая единица.

Решение задачи сводится к интегрированию уравнения Гельмгольца для каждой и частичных областей, входящих в рассматриваемую ячейку (см. рис. 2):

$$\Delta_{\perp} U + \kappa_{oj}^2 U = 0, \quad (1)$$

где $U = E_z$ либо H_z – продольные составляющие напряженности электрического или магнитного поля; Δ_{\perp} – поперечный оператор Лапласа;

$$\kappa_{oj}^2 = \kappa_o^2 \epsilon_j \mu_j - \beta^2 \quad (j = 1, 2);$$

$$\kappa_o^2 = \omega^2 \epsilon_o \mu_o,$$

где $\epsilon_o \mu_o$ – проницаемости вакуума ($\epsilon_o = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м, $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м);

$\epsilon_j \mu_j$ – относительные проницаемости сред.

Касательные компоненты полей собственных волн должны удовлетворять граничным условиям: $E_{\tau} = 0$ на электрических стенках; $H_{\tau} = 0$ на магнитных стенках, а также должны выполняться условия непрерывности касательных

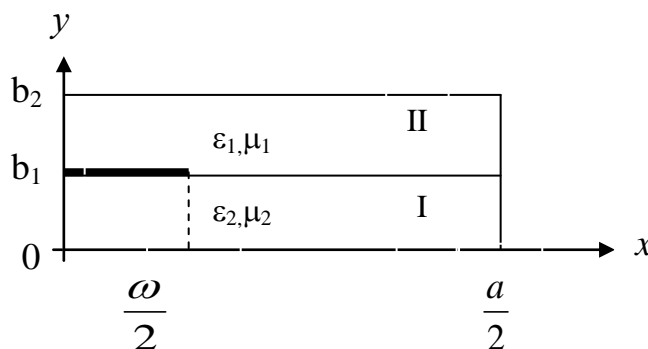


Рис. 2

тельных составляющих на границах раздела сред и условия Мейкснера на ребрах полоскового проводника

$$\varphi(x) = O(x^{\alpha_0}) \text{ при } x \rightarrow 0,$$

где $\alpha_0 = \tau_0 - 1$ для E_x и H_x ; $\alpha_0 = \tau_0$ для E_z и H_z ; τ_0 – наименьший положительный корень соответствующего характеристического уравнения.

Используем метод частичных областей. Поперечное сечение НМПЛ (см. рис. 2) разобьем на области:

$$I) 0 \leq y \leq b_1, -0 \leq x \leq \frac{a}{2};$$

$$II) b_1 \leq y \leq b_2, -0 \leq x \leq \frac{a}{2}.$$

Полосковый проводник нулевой толщины расположен на границе раздела областей. Продольные составляющие полей собственных типов волн в областях будем искать в виде рядов, почленно удовлетворяющих уравнению Гельмгольца (1) и ГУ на поверхностях, ограничивающих области I и II:

$$E_{zj} = \sum_{m=1}^{\infty} A_{jm} X_{em}(x) Y_{ejm}(y),$$

$$H_{zj} = \sum_{m=1}^{\infty} B_{jm} X_{hm}(x) Y_{hjm}(y),$$

где A_{jm} , B_{jm} – неизвестные коэффициенты; $j=1, 2$ – номер области. В нашем случае для областей I, II функции $X_{em}(x)$, $X_{hm}(x)$, $Y_{ejm}(y)$, $Y_{hjm}(y)$ имеют вид

$$\begin{aligned} X_{em}(x) &= \frac{\cos}{\sin}(K_{xm} x), & X_{hm}(x) &= \frac{\sin}{\cos}(K_{xm} x), \\ Y_{ejm}(y) &= \frac{\cos}{\sin}[K_{yjm}(y - P_j)], & Y_{hjm}(y) &= \frac{\sin}{\cos}[K_{yjm}(y - b_j)], \end{aligned} \quad (2)$$

где $K_{xm} = \frac{m\pi}{a}$; $K_{yjm}^2 = K_{oj}^2 - K_{xm}^2$; $P_1 = 0$; $P_2 = b_2$; $K_{oj}^2 = \omega^2 \varepsilon_{aj} \mu_{aj} - \beta^2$.

В выражениях для X_{em} и X_{hm} нижние строки берутся в случае расположения в плоскости $x = 0$ электрической стенки, а верхние – в случае магнитной стенки. Если в плоскости $x = \frac{a}{2}$ находится электрическая стенка, то m берется четным, а если магнитная – нечетным. Аналогично, в выражениях для Y_{ejm} и Y_{hjm} нижние строки берутся в случае расположения в плоскостях $y = 0$ и $y = b_2$ электрических стенок, а верхние – в случае магнитных стенок.

Поперечные составляющие полей определяются через продольные с помощью уравнений

$$\begin{aligned}
E_{xj} &= -\frac{1}{K_{cj}^2} \left(\beta \frac{dE_{zj}}{dx} + \omega \mu_{aj} \frac{dH_{zj}}{dy} \right), \\
E_{yj} &= -\frac{1}{K_{cj}^2} \left(\beta \frac{dE_{zj}}{dy} - \omega \mu_{aj} \frac{dH_{zj}}{dx} \right), \\
H_{xj} &= -\frac{1}{K_{cj}^2} \left(\beta \frac{dH_{zj}}{dx} - \omega \varepsilon_{aj} \frac{dE_{zj}}{dy} \right), \\
H_{yj} &= -\frac{1}{K_{cj}^2} \left(\beta \frac{dH_{zj}}{dy} + \omega \varepsilon_{aj} \frac{dE_{zj}}{dx} \right).
\end{aligned} \tag{3}$$

Границу раздела между областями I и II будем рассматривать как вырожденную частичную область $(y = b_1, 0 \leq x \leq \frac{a}{2})$ с номером 0. Часть области 0, свободной от полоскового проводника, будем называть окном связи $(y = b_1, \frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2})$.

Граничные условия в плоскости $y = b_1$ на окне связи для касательных компонент полей

$$\begin{aligned}
E_{z1} = E_{z2} &= \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq \frac{\omega}{2} \\ E_{zo}, & \frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2} \end{cases}, \\
H_{z1} = H_{z2} = H_{zo} &\text{ при } \frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}, \\
E_{x1} = E_{x2} &= \begin{cases} 0, & 0 \leq x \leq \frac{\omega}{2} \\ E_{xo}, & \frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2} \end{cases}, \\
H_{x1} = H_{x2} = H_{xo} &\text{ при } \frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}.
\end{aligned} \tag{4}$$

Представим касательные компоненты полей на окне связи в виде рядов, почленно удовлетворяющих требуемым ГУ на концах интервала $(\frac{\omega}{2}, \frac{a}{2})$, следующим образом:

$$\begin{aligned}
E_{xo}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} C_n \varphi_{en}(x), & E_{xo}(x) &= \sum_{n=0}^{\infty} D_n \psi_{en}(x), \\
H_{xo}(x) &= \sum_{\kappa=0}^{\infty} F_{\kappa} \varphi_{h\kappa}(x), & H_{xo}(x) &= \sum_{\kappa=0}^{\infty} G_{\kappa} \psi_{h\kappa}(x),
\end{aligned} \tag{5}$$

где C_n , D_n , F_k , G_k – неизвестные амплитудные коэффициенты; $\{\Phi_{en}\}$, $\{\Psi_{en}\}$, $\{\Phi_{hk}\}$, $\{\Psi_{hk}\}$ – полные системы функций, учитывающие свойства искомых полей на интервале $\frac{\omega}{2} \leq x \leq \frac{a}{2}$;

$$\Phi_n(x) = \frac{1}{\sqrt{1-u^2}} T_{2n}(u); \quad \Psi_n(x) = \sqrt{1-u^2} \cdot U_{2n+1}(u),$$

где $u = 1 - x$, $T_{2n}(u)$ и $U_{2n+1}(u)$ – полиномы Чебышева I и II рода.

Подставим выражения для полей (2), (3), (5) в ГУ (4) и используем свойство ортогональности собственных функций областей I и II на интервале $0 \leq x \leq \frac{a}{2}$ и свойство ортогональности полиномов Чебышева на окне связи. Получим систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) относительно амплитудных коэффициентов в представлении полей

$$A_{1m} Y_{e1m}(b_1) = A_{2n} Y_{e2m}(b_1),$$

$$A_{1m} Y_{e1m}(b_1) = \sum_{n=0}^{\infty} \alpha_{mn} D_n,$$

$$\sum_{m=1}^{\infty} B_{1m} Y_{h1m}(b_1) b_{1m} = \sum_{m=1}^{\infty} B_{2m} Y_{h2m}(b_1) b_{2m},$$

$$\begin{aligned} & \frac{1}{K_{c1}^2} \left[A_{1m} \beta_{em} Y_{e1m}(b_1) + B_{1m} \omega \mu_o \mu_1 Y_{h'1m}(b_1) \right] = \\ & = \frac{1}{K_{c2}^2} \left[A_{2m} \beta_{em} Y_{e2m}(b_1) + B_{2m} \omega \mu_o \mu_2 Y_{h'2m}(b_1) \right], \end{aligned}$$

$$\frac{1}{K_{c1}^2} \left[A_{1m} \beta_{em} Y_{e1m}(b_1) + B_{1m} \omega \mu_o \mu_1 Y_{h'1m}(b_1) \right] = \sum_{n=0}^{\infty} \xi_{mn} C_n,$$

$$\frac{1}{K_{c1}^2} \sum_{m=1}^{\infty} \left[A_{1m} \omega \varepsilon_o \varepsilon_1 Y_{e'1m}(b_1) - B_{1m} \beta_{hm} Y_{h1m}(b_1) \right] d_{1m} =$$

(6)

$$= \frac{1}{K_{c2}^2} \sum_{m=1}^{\infty} \left[A_{2m} \omega \varepsilon_o \varepsilon_2 Y_{e'2m}(b_1) - B_{2m} \beta_{hm} Y_{h2m}(b_1) \right] d_{2m},$$

где $\alpha_{mn} = \frac{1}{N_{em}} \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} X_{em}(x) \Psi_{en}(x) dx$, $N_{em} = \int_0^{\frac{a}{2}} X_{em}^2(x) dx$;

$$b_{\kappa m} = \frac{1}{N_{\psi h \kappa}} \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} W_{\psi_n}(x) \Psi_{h \kappa}(x) X_{hm}(x) dx, \quad N_{\psi h \kappa} = \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} W_{\psi_h}(x) \Psi_{h \kappa}^2(x) dx,$$

$$\xi_{mn} = \frac{1}{N_{hm}} \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} X_{hm}(x) \Phi_{en}(x) dx; \quad N_{hm} = \int_0^{\frac{a}{2}} X_{hm}^2(x) dx,$$

$$e_m = \frac{X'_{em}(x)}{X_{hm}(x)}; \quad e_o = 0; \quad h_m = \frac{X'_{hm}(x)}{X_{em}(x)}; \quad h_o = 0;$$

$$d_{\kappa m} = \frac{1}{N_{\phi h \kappa}} \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} W_{\phi h}(x) \Phi_{h \kappa}(x) X_{em}(x) dx; \quad N_{\phi h \kappa} = \int_{\frac{w}{2}}^{\frac{a}{2}} W_{\phi h}(x) \Phi_{h \kappa}^2(x) dx,$$

где $W(x)$ – весовые функции соответствующих базисов.

Путем исключения коэффициентов A_{jm} и B_{jm} получаем СЛАУ относительно коэффициентов разложения касательных составляющих электрического поля на окне связи

$$\sum_{n=0}^{\infty} c_n \bar{C}_n + \sum_{n=0}^{\infty} \delta_{\kappa h} D_n = 0, \quad \sum_{n=0}^{\infty} c'_{\kappa n} \bar{C}_n + \sum_{n=0}^{\infty} \delta'_{\kappa n} D_n = 0,$$

где $\kappa = 1, 2, 3, \dots$ $\bar{C}_n = j C_n$,

$$\begin{aligned} c_{\kappa n} &= \frac{1}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} \xi_{mn} b_{\kappa m} \sum_{j=1}^2 (-1)^j \frac{K_{ej}^2}{\mu_j} \cdot \frac{Y_{hjm}(b_1)}{Y_{h^1jm}(b_1)}, \\ \delta_{\kappa n} &= \frac{\beta}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} h_m \alpha_{mn} b_{\kappa m} \sum_{j=1}^2 \frac{(-1)^j}{\mu_j} \cdot \frac{Y_{hjm}(b_1)}{Y_{h^1jm}(b_1)}, \\ c'_{\kappa n} &= \frac{\beta}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} e_m \xi_{mn} \alpha_{\kappa m} \sum_{j=1}^2 \frac{(-1)^j}{\mu_j} \cdot \frac{Y_{hjm}(b_1)}{Y_{h^1jm}(b_1)}, \\ \delta'_{\kappa n} &= \frac{1}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} \alpha_{mn} d_{\kappa m} \sum_{j=1}^2 \frac{(-1)^j X_{jm}^2}{\mu_j K_{ym}^2} \cdot \frac{Y'_{ejm}(b_1)}{Y_{ejm}(b_1)}, \\ X_{jm}^2 &= K_o^2 \varepsilon_j \mu_j - K_{xm}^2. \end{aligned} \tag{7}$$

Приравниваем определитель системы к нулю, получаем трансцендентное дисперсионное уравнение относительно фазовых постоянных собственных типов волн

$$\det \begin{bmatrix} c_{kn} & \delta_{kn} \\ c_{kn} & \delta_{kn} \end{bmatrix} = 0. \quad (8)$$

Полученный бесконечный определитель системы редуцируется, т.е. берется число элементов N .

Составляющие полей в НМПЛ

В результате решения дисперсионного уравнения (8) определяется постоянная распространения β требуемого типа волн. Найденное значение β подставляется в систему (6), и определяются коэффициенты C_n и D_n с точностью до произвольного постоянного множителя A . Затем коэффициенты A_{jm} и B_{jm} системы (4) выражаются через известные коэффициенты C_n и D_n и подставляются в разложения для компонент полей (5). В результате получим

$$E_{zj}(x, y) = A \sum_{m=1}^{\infty} X_{em}(x) \cdot \frac{Y_{ejm}(y)}{Y_{ejm}(b_1)} \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n,$$

$$H_{zj}(x, y) = \frac{A}{K_o \rho_o \mu_j} \sum_{m=1}^{\infty} X_{hm}(x) \cdot \frac{Y_{hjm}(y)}{Y_{hjm}(b_1)} \chi_{mnj} K_{cj}^2,$$

$$E_{xj}(x, y) = -jA \sum_{m=1}^{\infty} X_{hm}(x) \cdot \left[\frac{\beta \cdot e_m}{K_{cj}^2} \cdot \frac{Y_{ejm}(y)}{Y_{ejm}(b_1)} \cdot \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n + \frac{Y_{h^1jm}(y)}{Y_{h^1jm}(b_1)} \cdot \chi_{mnj} \right],$$

$$H_{xj}(x, y) = \frac{jA}{K_o \rho_o \mu_j} \sum_{m=1}^{\infty} X_{em}(x) \cdot \left[\left(\frac{K_o}{K_{cj}} \right)^2 \varepsilon_j \mu_j \frac{Y_{e^1jm}(y)}{Y_{ejm}(b_1)} \cdot \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n - \beta \cdot h_m \cdot \frac{Y_{hjm}(y)}{Y_{h^1jm}(b_1)} \chi_{mnj} \right], \quad (9)$$

$$E_{yj}(x, y) = -jA \sum_{m=1}^{\infty} X_{em}(x) \cdot \left[\frac{\beta}{K_{cj}^2} \cdot \frac{Y_{e^1jm}(y)}{Y_{ejm}(b_1)} \cdot \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n - h_m \frac{Y_{hjm}(y)}{Y_{h^1jm}(b_1)} \cdot \chi_{mnj} \right],$$

$$H_{yj}(x, y) = -\frac{jA}{K_o \rho_o \mu_j} \sum_{m=1}^{\infty} X_{hm}(x) \cdot \left[\left(\frac{K_o}{K_{cj}} \right)^2 e_m \varepsilon_j \mu_j \frac{Y_{ejm}(y)}{Y_{ejm}(b_1)} \cdot \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n + \beta \cdot \frac{Y_{h^1 jm}(y)}{Y_{h^1 jm}(b_1)} \chi_{mnj} \right],$$

где $A c_n = C_n$; $A d_n = D_n$; $\chi_{mnj} = \frac{1}{K_o} \sum_{n=1}^{\infty} \xi_{mn} C_n - \frac{\beta \cdot e_m}{K_{cj}^2} \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n$;

$$\rho_o = \sqrt{\frac{\mu_o}{\varepsilon_o}} = 120\pi \text{ Ом} - \text{волновое сопротивление вакуума, } N - \text{число членов}$$

в редуцированных рядах.

Постоянную A можно определить из условия нормировки собственных функций. Например, для этого можно использовать нормировку к единице среднего потока мощности через поперечное сечение линии

$$\left| \sum_{j=1}^2 \iint_{S_j} (E_{xj} H_{yj}^* - E_{yj} H_{xj}^*) dx dy \right| = 1.$$

Выражения для касательных составляющих полей на окне связи можно получить из формул (3):

$$E_{zo} = A \sum_{n=1}^N d_n \Psi_{en}(x), \quad E_{xo} = A \sum_{n=1}^N C_n \Phi_{en}(x),$$

$$H_{zo} = \frac{A}{\rho_o \mu_j} \sum_{\kappa=1}^K b_{\kappa} \Psi_{n\kappa}(x), \quad H_{xo} = \frac{jA}{\rho_o \mu_j} \sum_{\kappa=1}^K f_{\kappa} \Phi_{n\kappa}(x),$$

где $b_{\kappa} = \frac{1}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} b_{\kappa m} \frac{Y_{hjm}(b_1)}{Y_{h^1 jm}(b_1)}$,

$$f_{\kappa} = \frac{1}{K_o} \sum_{m=1}^{\infty} a_{\kappa m} \cdot \left[\left(\frac{\chi_{j\kappa m}}{K_{yjm}} \right)^2 \frac{Y_{e^1 jm}(b_1)}{Y_{ejm}(b_1)} \cdot \sum_{n=1}^N \alpha_{mn} d_n - \beta \cdot h_m \cdot \frac{Y_{hjm}(b_1)}{Y_{h^1 jm}(b_1)} \sum_{n=1}^N \xi_{mn} C_n \right].$$

Прямоугольный волновод со слоистым заполнением диэлектриком и ферритовой пленкой с доменной структурой

Дисперсионные уравнения частичных областей с двухслойным диэлектриком и ферритовой пленкой с доменной структурой

Исследуемая электродинамическая система (см. рис. 1) включает область II – двухслойный прямоугольный волновод с расположенной поверх слоя диэлектрика ферритовой пленкой толщиной d [2, 3].

Рассмотрим случай, когда по ширине пленки располагается четыре домена с противоположно направленными векторами намагниченности M_1 и M_2 , параллельными оси Z (рис. 3).

Исследуемый волновод может быть разбит плоскостями $x = -\frac{a}{2}$, $x = -\frac{a}{4}$, $x = 0$, $x = \frac{a}{4}$, $x = \frac{a}{2}$ на частичные области, характеризующиеся направлениями намагниченности доменов M_1 и M_2 и тензорами магнитной восприимчивости для анизотропного ферромагнетика, намагниченного по оси Z в противоположных направлениях $\vec{\mu}_z$ и $\vec{\mu}_{-z}$ (рис. 4).

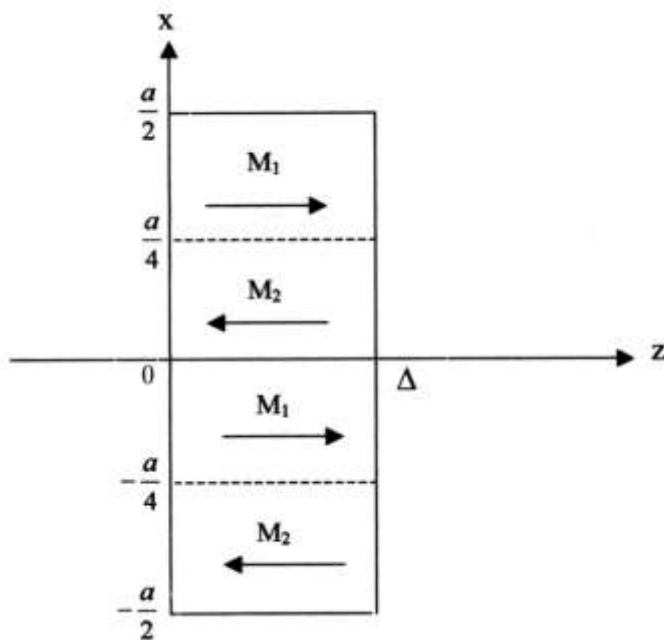


Рис. 3

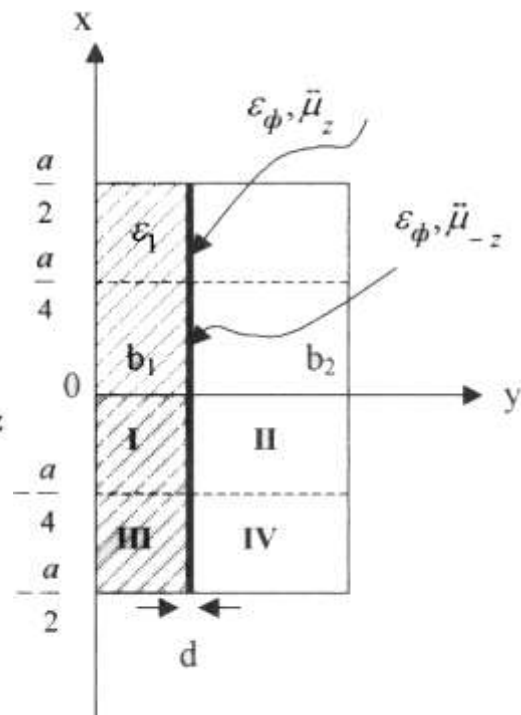


Рис.4

Тензор намагниченности для феррита, намагниченного вдоль оси Z , имеет вид [2]

$$\vec{\mu}_z = \begin{vmatrix} \mu & -i\mu_a & 0 \\ i\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_{11} \end{vmatrix}.$$

Получим граничные условия.

Приближенные граничные условия для электромагнитного поля в ферритовой пленке

Используем уравнение Максвелла в интегральной форме для электромагнитного поля для ферритовой пленки, расположенной в плоскости $y=b_1$:

$$\oint E d\ell = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_s B dS,$$

$$\oint H d\ell = -\frac{\partial}{\partial t} \iint_s D dS,$$

где $B = \mu_o \vec{\mu}_\phi H$; $D = \varepsilon_o \varepsilon_\phi E$ к контурам L_1 (в плоскости XOY) и L_2 (в плоскости ZOY) со сторонами в направлении осей x и z соответственно $\Delta\ell_1$ и $\Delta\ell_2$.

Получим следующие соотношения:

$$E_z \Big|_{y=b_1+d}^{\Delta\ell_2} - E_y \Big|_{z=\Delta\ell_2}^d - E_z \Big|_{y=b_1}^{\Delta\ell_2} + E_y \Big|_{z=0}^d = 0 \quad d = -\Delta\ell_2 d \frac{\partial B}{\partial t} + 0 \left[(\kappa d)^2 \right],$$

$$E_x \Big|_{y=b_1}^{\Delta\ell_1} + E_y \Big|_{z=\Delta\ell_1}^d - E_x \Big|_{y=b_1+d}^{\Delta\ell_1} - E_y \Big|_{x=0}^d = 0 \quad d = -\Delta\ell_1 d \frac{\partial B}{\partial t} + 0 \left[(\kappa d)^2 \right],$$

$$H_z \Big|_{y=b_1+d}^{\Delta\ell_2} - H_y \Big|_{z=\Delta\ell_2}^d - H_z \Big|_{y=b_1}^{\Delta\ell_2} + H_y \Big|_{z=0}^d = 0 \quad d = \Delta\ell_2 d \frac{\partial D}{\partial t} + 0 \left[(\kappa d)^2 \right],$$

$$H_x \Big|_{y=b_1}^{\Delta\ell_1} + H_y \Big|_{z=\Delta\ell_1}^d - H_x \Big|_{y=b_1+d}^{\Delta\ell_1} - H_y \Big|_{x=0}^d = 0 \quad d = \Delta\ell_1 d \frac{\partial D}{\partial t} + 0 \left[(\kappa d)^2 \right],$$

где $0 \left[(\kappa d)^2 \right]$ – величины второго порядка малости. Граничные условия на границах пленки $y=b_1$ и $y=b_1+d$ для тангенциальных составляющих полей:

$$A_\tau^\phi = A_\tau^II, \quad y = b_1;$$

$$A_\tau^\phi = A_\tau^I, \quad y = b_1 + d,$$

где A_{τ}^{ϕ} – тангенциальное (E_x, E_y или H_x, H_y) поле в пленке, $A_{\tau}^{I,II}$ ($E_{\tau}^{I,II}$ или $H_{\tau}^{I,II}$) – тангенциальные электромагнитные поля в областях I, II.

Аналогичные граничные условия можно записать для областей III, IV.

Кроме того, электромагнитные поля должны удовлетворять условиям равенства продольных составляющих компонент полей на общих границах областей I и III, II и IV:

$$\left. \begin{array}{l} x = -\frac{a}{4} \\ 0 \leq y \leq b_1 \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} E_z^I = E_z^{III}; E_z^{II} = E_z^{IV} \\ H_z^I = H_z^{III}; H_z^{II} = H_z^{IV} \end{array} \right\} x = -\frac{a}{4}, b_1 + d \leq y \leq b_2.$$

Кроме того, компоненты полей должны удовлетворять граничным условиям на электрической и магнитной стенках в плоскостях $x=0$ и $x=-\frac{a}{2}$.

Тангенциальные компоненты полей в ферритовой пленке A_{τ}^{ϕ} на отрезке $[b_1, b_1 + d]$ можно аппроксимировать через значения в точках $y = b_1$ и $y = b_1 + d$:

$$A_{\tau}^{\phi} = A_{\tau}^{II} + \frac{A_{\tau}^I - A_{\tau}^{II}}{d} y.$$

Запишем выражения для тангенциальных компонент поля в середине ферромагнитного слоя ($y = b_1 + \frac{d}{2}$):

$$E_{x,z} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 E_{x,z}^i; H_{x,z} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 H_{x,z}^i.$$

С целью упрощения дальнейших расчетов используем предположение о малости продольной составляющей электрического поля по отношению к поперечной

$$\left| E_x \right| \gg \left| E_z \right|.$$

Это приближение справедливо для рассматриваемой электродинамической структуры.

Путем использования уравнений Максвелла в дифференциальной форме выразим y -составляющие электромагнитного поля через x - и z -составляющие при $\Delta \ell_1, \Delta \ell_2 \rightarrow 0$ и учтем граничные условия в областях I, II. Получим двухсторонние граничные условия для анизотропной ферритовой пленки относительно тангенциальных компонент

$$\begin{aligned}
& E_x^I - E_x^{II} - \frac{id}{2\omega\varepsilon_o\varepsilon_\phi} \left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \omega^2\varepsilon_o\mu_o\varepsilon_\phi\mu_\perp^{33} \right) \left(H_z^I + H_z^{II} \right) - \\
& - \frac{id}{2\omega\varepsilon_o\varepsilon_\phi} \left(i\gamma \frac{\partial}{\partial x} + \omega^2\varepsilon_o\mu_o\varepsilon_\phi\mu_\perp^{31} \right) \left(H_x^I + H_x^{II} \right) - \frac{i\gamma\mu_{32}d}{2\mu_{22}} \left(E_x^I + E_x^{II} \right) = 0, \\
& H_z^I - H_z^{II} - \frac{iK_\phi^2 d}{2\omega\mu_o\mu_{22}} \left(E_x^I + E_x^{II} \right) - \frac{i\gamma d}{2\mu_{22}} \left[\mu_{21} \left(H_x^I + H_x^{II} \right) + \mu_{23} \left(H_z^I + H_z^{II} \right) \right] = 0,
\end{aligned}$$

где $\mu_\perp^{ij} = \mu_{ij} - \frac{\mu_{i2}\mu_{2j}}{\mu_{22}}$ ($i, j = \overline{1,3}$); μ_{ij} – элементы тензора $\bar{\mu}_\phi$ ($\bar{\mu}_z$ или $\bar{\mu}_{-z}$);

$$K_\phi^2 = \omega^2\varepsilon_o\mu_o\varepsilon_\phi\mu_{22} - \gamma^2,$$

где γ – постоянная распространения волны вдоль оси z в линии передачи.

Аналогичные выражения можно записать для областей III, IV.

Рассмотрим случай распространения в электродинамической системе двухслойного прямоугольного волновода с включением ферритовой пленки с доменной структурой квази-Н-волн.

Система двухсторонних граничных условий на ферритовой пленке на границе областей I, II

$$\begin{aligned}
& E_x^I - E_x^{II} + \frac{\mu_o\gamma d}{2\mu} \left(E_x^I + E_x^{II} \right) - \frac{i\omega\mu_o\mu_\perp d}{2} \left(H_z^I + H_z^{II} \right) = 0, \\
& H_z^I - E_z^{II} - \frac{\mu_o\gamma d}{2\mu} \left(H_z^I + H_z^{II} \right) + \frac{K_\phi^2 d}{2i\omega\mu_o\mu} \left(E_x^I + E_x^{II} \right) = 0,
\end{aligned} \tag{11}$$

где $\mu_\perp = \mu - \frac{\mu_o^2}{\mu}$; $K_\phi^2 = K_o^2\varepsilon_\phi\mu - \gamma^2$.

Компоненты полей можно определить с использованием матриц входных адмиттансов по областям I, II (Y_{ij})

$$\begin{aligned}
& H_z^{I,II} = Y_{22}^{I,II} E_x^{I,II} \\
& Y^I = -\frac{r_o}{i\omega\mu_o} \operatorname{ctg} \left[r_o (b_1 - d) \right] \\
& Y^{II} = \frac{r_o}{i\omega\mu_o} \operatorname{ctg} \left[r_o b_2 \right]; r_o = K_o^2 - \gamma^2.
\end{aligned}$$

Подставим выражения компонентов полей через элементы матрицы входных импедансов в двухсторонние граничные условия.

Дисперсионные уравнения

Получим дисперсионное уравнение для определения постоянных распространения квази-Н-волн в двухслойном прямоугольном волноводе с ферритовым включением толщиной d

$$\begin{aligned} & \operatorname{tg}\left[r_0(b_1-d)\right] + \operatorname{tg}\left[r_0 b_2\right] + \frac{\mu_a \gamma d}{\mu} \left\{ \operatorname{tg}\left[r_0(b_1-d)\right] - \operatorname{tg}\left[r_0 y_2\right] \right\} + \\ & + r_0 d \left\{ \mu_{\perp} - \frac{K_{\phi}^2}{r_0 \mu} \operatorname{tg}\left[r_0(b_1-d)\right] \operatorname{tg}\left[r_0 b_2\right] \right\} = 0. \end{aligned}$$

Дисперсионное уравнение того же вида с заменой компонент тензоров магнитной проницаемости $\vec{\mu}_{\gamma}$ на $\vec{\mu}_{-\gamma}$ можно получить для частичных областей III, IV.

В результате решения соответствующих дисперсионных уравнений с учетом граничных условий на границах областей получим постоянные распространения γ_{γ} и $\gamma_{-\gamma}$ квази-Н-волн для объединенных частичных областей I, II и III, IV, включающих домены с различными направлениями намагниченности.

Следующим этапом в решении задачи анализа двухслойного прямоугольного волновода с доменной структурой ферритового включения должно стать определение соответствующих добавок для компонент электрических и магнитных полей.

Для этого следует решить промежуточную задачу определения постоянных распространения и компонент полей в двухслойном прямоугольном волноводе с изотропным диэлектриком. Такая задача рассматривалась рядом авторов.

Частично заполненный прямоугольный волновод с тонкой ферритовой пленкой, имеющей доменную структуру

Поперечное сечение двухслойного прямоугольного волновода показано на рис. 5. Волновод заполнен двумя изотропными средами с параметрами $\varepsilon_1, \mu_1, \varepsilon_2, \mu_2$. Используем метод частичных областей. Практический интерес представляет случай распространения в исследуемой системе ЛМ-волн (продольно-магнитных волн). Это связано с тем, что при включении в данную систему тонкого ферритового слоя с до-

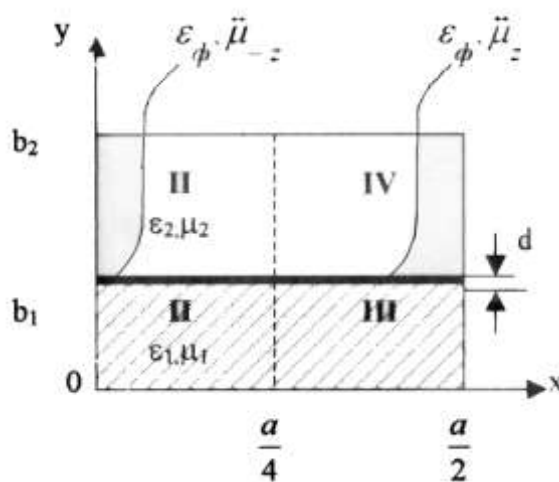


Рис. 5

менной структурой, ориентированной параллельно оси Z, наибольшее влияние будет оказываться на продольные компоненты магнитного поля.

В объединенных частичных областях I, II и III, IV введем векторную функцию поперечного электрического потенциала $\bar{A} = \bar{y}_o A_y$:

$\vec{H} = \nabla \times \bar{A}$, где ∇ – оператор Гамильтона.

Выразим из уравнений Максвелла компоненты полей:

$$\begin{aligned} H_x &= -\frac{\partial A_y}{\partial z}, & E_x &= -\frac{i\partial^2 A_y}{\omega\epsilon\epsilon_o \partial x \partial y}, \\ H_y &= 0, & E_y &= \frac{i}{\omega\epsilon\epsilon_o} \left(\frac{\partial^2 A_y}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 A_y}{\partial z^2} \right), \\ H_z &= \frac{\partial A_y}{\partial x}, & E_z &= -\frac{i\partial^2 A_y}{\omega\epsilon\epsilon_o \partial y \partial z}. \end{aligned} \quad (12)$$

Потенциал A_y должен удовлетворять уравнению Гельмгольца:

$$\nabla^2 A_y + K^2 \epsilon \mu A_y = 0.$$

Для прямоугольных областей решение может быть получено методом разделения переменных с учетом граничных условий при $x=0, x=\frac{a}{4}, x=\frac{a}{2}$.

Итак, для волн, распространяющихся вдоль оси Z, получим выражение для поперечных электрических потенциалов

$$\begin{aligned} A_y^\kappa &= \sin \frac{m\pi x}{a} \left(C_1^\kappa \cos r_m^\kappa y + C_2^\kappa \sin r_m^\kappa y \right) e^{-i\gamma z}, \text{ где } \kappa=1,2; \\ r_m^\kappa &= \sqrt{\kappa^2 \epsilon_\kappa \mu_\kappa - \gamma^2 - \left(\frac{m\pi}{a} \right)^2}; C_1^\kappa, C_2^\kappa - \text{неизвестные постоянные.} \end{aligned}$$

Учтем граничные условия при $y=0$ и $y=b_2$. Получим новые представления для A_y^κ :

$$\begin{aligned} A_y^1 &= C^1 \cos \left[r_m^1 y \right] \sin \frac{m\pi x}{a} e^{-i\gamma z}, \\ A_y^2 &= C^2 \cos \left[\eta_m^2 (b_2 - y) \right] \sin \frac{m\pi x}{a} e^{-i\gamma z}, \end{aligned}$$

где C^κ – новые неизвестные постоянные.

X- и Z-компоненты полей могут быть определены из выражений (1). Выше были получены приближенные граничные условия для анизотропных тонких ферритовых пленок для объединенной частичной области I, II, пред-

ставляющей собой участок двухслойного прямоугольного волновода с включением ферритовой пленки, содержащей домен с намагниченностью, ориентированной параллельно оси Z и тензором магнитной проницаемости $\vec{\mu}_\phi$.

Применим полученные выше граничные условия на участке ферритовой пленки с одним доменом (объединенная частичная область I, II). После ряда преобразований придем к системе однородных линейных уравнений относительно C^1 и C^2 :

$$C^1 B_{11} + C^2 B_{12} = 0,$$

$$C^1 B_{21} + C^2 B_{22} = 0,$$

$$\begin{aligned} \text{где } B_{11} = & \frac{\mu_{32} d \gamma}{2 \mu_{22} \omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \cdot \frac{m \pi}{a} \cos \frac{m \pi x}{a} r_m^1 \sin \left(r_m^1 y \right) - \gamma^2 \frac{m \pi}{a} \cos \left(r_m^1 y \right) \times \\ & \times \cos \frac{m \pi x}{a} - \left(\frac{m \pi}{a} \right)^3 \cos \frac{m \pi x}{a} \cos \left(r_m^1 y \right) - \frac{i}{\omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \sin \frac{m \pi x}{a} \cos \left(r_m^1 y \right) - \\ & - i \frac{d \omega \varepsilon_o \mu_o \varepsilon_\phi \mu_\perp^{33}}{2} \cos \left(r_m^1 y \right) \frac{m \pi}{a} \cos \frac{m \pi x}{a} - i \frac{d}{2 \omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \cos \left(r_m^1 y \right) \sin \frac{m \pi x}{a} \times \\ & \times \omega^2 \varepsilon_o \mu_o \varepsilon_\phi \mu_\perp^{31}; \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} B_{21} = & \frac{\mu_{32} d \gamma}{2 \mu_{22} \omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \cdot \frac{m \pi}{a} \cos \frac{m \pi x}{a} r_m^2 \sin \left[r_m^2 (b_2 - y) \right] - \gamma^2 \frac{m \pi}{a} \cos \left[r_m^2 (b_2 - y) \right] \times \\ & \times \cos \frac{m \pi x}{a} + \frac{i}{\omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \sin \frac{m \pi x}{a} \cos \left[\eta_m^2 (b_2 - y) \right] - i \frac{d}{2 \omega \varepsilon_\phi \varepsilon_o} \cos \left[\eta_m^2 (b_2 - y) \right] \frac{m \pi}{a} \cos \frac{m \pi x}{a} - \\ & - \left(\frac{m \pi}{a} \right)^3 \cos \frac{m \pi x}{a} \cos \left[r_m^2 (b_2 - y) \right] - i \frac{d \omega \mu_\perp^{31}}{2} \cos \left[r_m^2 (b_2 - y) \right] \sin \frac{m \pi x}{a}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_{21} = & \frac{m \pi}{a} \left[\cos \left(r_m^1 y \right) \cos \frac{m \pi x}{a} - \frac{K_\phi^2 d r_m^1}{2 \omega^2 \varepsilon_o \varepsilon_\phi \mu_o \mu_{22}} \sin \left(r_m^1 y \right) \cos \frac{m \pi x}{a} \right] + \\ & + \frac{\gamma^2 d \mu_{21}}{2 \mu_{22}} \cos \left(r_m^1 y \right) \sin \frac{m \pi x}{a} + \frac{i \gamma d \mu_{23}}{2 \mu_{22}} \frac{m \pi}{a} \cos \left(r_m^1 y \right) \cos \frac{m \pi x}{a} x; \end{aligned}$$

$$B_{22} = -\frac{m\pi}{a} \cos\left[r_m^2(b_2 - y)\right] \cos + \frac{K_\phi^2 d}{2\omega^2 \varepsilon_o \varepsilon_\phi \mu_o \mu_{22}} \frac{m\pi}{a} r_m^2 \sin\left[r_m^2(b_2 - y)\right] \cos \frac{m\pi x}{a} + \\ + \frac{\gamma^2 d}{2\mu_{22}} \cos\left[r_m^2(b_2 - y)\right] \sin \frac{m\pi x}{a} - \frac{i\gamma d}{2\mu_{22}} \frac{m\pi}{a} \cos\left[r_m^2(b_2 - y)\right] \cos \frac{m\pi x}{a}.$$

Приравняем нулю определитель системы

$$\det \begin{vmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{vmatrix} = 0. \quad (14)$$

Полученное соотношение является дисперсионным соотношением для ЛМ-волн (продольно-магнитных) в объединенной частичной области I, II в двухслойном прямоугольном волноводе с включением тонкого ферритового слоя с доменной структурой.

Аналогичные соотношения можно получить для объединенных областей III, IV.

Решение задачи на собственные волны двухслойного прямоугольного волновода с ферритовой пленкой сведено к решению уравнения вида (14).

Полученная СЛАУ (3) является дисперсионным соотношением для ЛМ-волн (продольно-магнитных) в частичной области в двухслойном прямоугольном волноводе с включением тонкого ферритового слоя с одним доменом.

Аналогичные соотношения можно получить для других областей. Таким образом, в общем виде решена задача анализа структуры (см. рис. 1) для экранированной несимметричной полосковой линии передачи с разрывом проводника и включением в область разрыва тонкой ферритовой пленки с доменной структурой.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Заргано Г. Ф., Лерер А. М., Ляпин В. П., Синявский Г. П. Линии передачи сложных сечений. Ростов н/Д, 1983. С. 320.
2. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М., 1973. С. 574.
3. Неганов В. А., Нефедов Е. И., Яровой Т. П. Современные методы проектирования линий передачи и резонаторов сверх- и крайневысоких частот. М., 1998. С. 328.

**МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ ГЕНЕРАЦИИ
СУБГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ
В ГЕНЕРАТОРАХ С МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ.**

ЧАСТЬ 1. ДВУХМОДОВАЯ МОДЕЛЬ ГЕНЕРАТОРА

**А. А. Игнатьев, А. А. Солопов*, Л. С. Сотов,
Д. В. Тугушов, Л. Л. Страхова**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Предложена двухмодовая модель автогенератора на основе железо-иттриевого граната в ненасыщенном режиме. Получена система из трех нелинейных обыкновенных дифференциальных уравнений, описывающих процессы в предложенном автогенераторе. Исследованы стационарные режимы автогенератора.

Ключевые слова: ферромагнитный резонанс, микрорезонатор, ненасыщенный режим, двухмодовая модель, автогенератор на основе железо-иттриевого граната.

**Modeling of Generation Modes of sub-Harmonic Components
in Generators with Magneto-Electron Interaction.**

Part 1. Bimodal Model of Generator

**A. A. Ignatiev, A. A. Solopov, L. S. Sotov,
D. V. Tugushov, L. L. Strakhova**

There is proposed bimodal model of oscillator on the yttrium-iron garnet in the unsaturated mode. The system of three nonlinear ordinary differential equations, describing processes in the proposed oscillator, is obtained. Stationary oscillator modes are investigated.

Key words: ferromagnetic resonance, microresonator, unsaturated mode, bimodal model, oscillator on the yttrium-iron garnet.

Введение

На рис. 1 схематически представлена используемая генераторная гетеромагнитная структура, выполненная на ферритовом сферическом резонаторе в ненасыщенном нелинейном режиме и мощном СВЧ-транзисторе. Ферритовый резонатор вносится в область ВЧ магнитных полей эмиттерного и базового переходов. Такое расположение за счет взаимодействия феррита с провисающими ВЧ магнитными полями эмиттерного и базового токов приводит к возникновению в цепях базы и эмиттера дополнительных индуктивностей, связанных между собой и с многосвязными эквивалент-

ными контурами, моделирующими нелинейные ферромагнитные колебания и колебания доменных стенок ферритового образца [1, 2].

Эквивалентная схема гетеромагнитного генератора представлена на рис. 2, где не показаны элементы питания транзистора по постоянному току. Внешними по отношению к гетеромагнитному ЧИПу являются элементы C_g и Z .

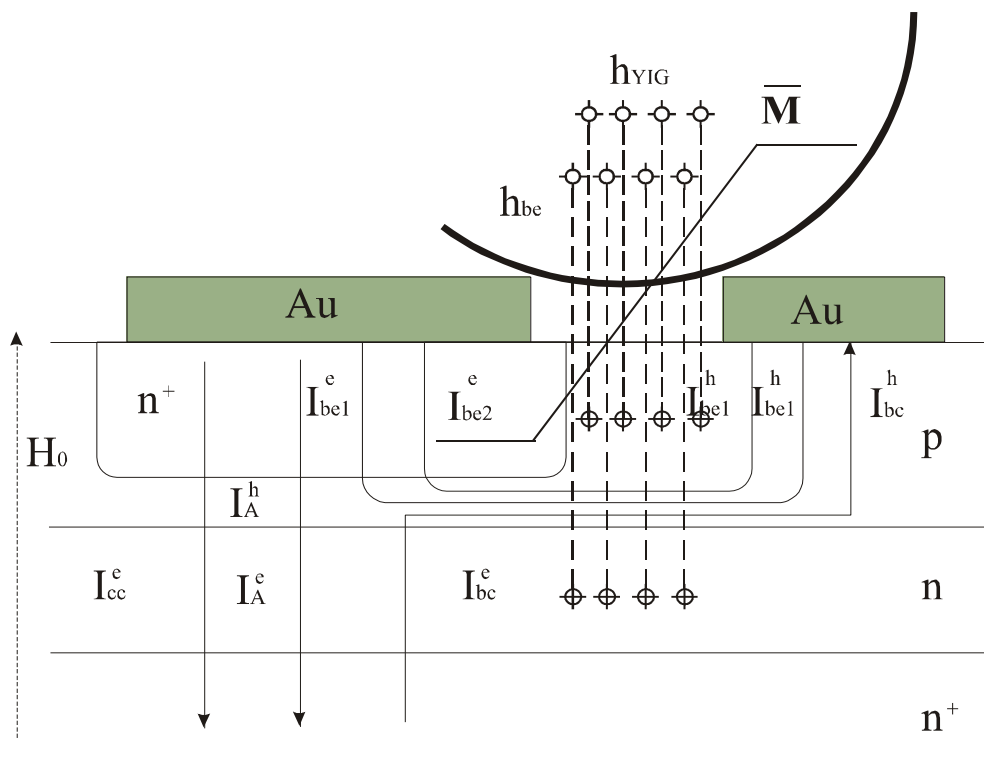


Рис. 1

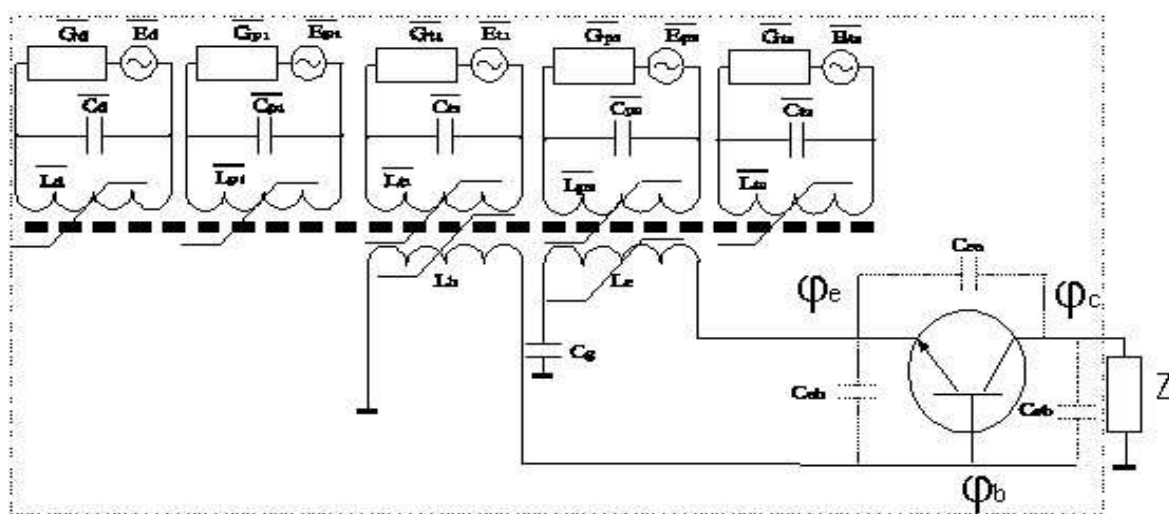


Рис. 2

Уравнения модели

В данном генераторе экспериментально наблюдалась генерация спектрально чистых субгармонических составляющих с высоким номером субгармоник¹ при постоянстве ширины спектральной линии

$$\begin{aligned}(\Delta\nu_1)_{-3\text{дБ}} &= (\Delta\nu_2)_{-3\text{дБ}} = \dots = (\Delta\nu_m)_{-3\text{дБ}} = \text{const}, \\ (\Delta\nu_1)_{-60\text{дБ}} &= (\Delta\nu_2)_{-60\text{дБ}} = \dots = (\Delta\nu_m)_{-60\text{дБ}} = \text{const}.\end{aligned}$$

Другой режим, наблюдаемый экспериментально в генераторных гетеромагнитных структурах, связан с генерацией эквидистантных сеток частот на основной частоте и в области каждой субгармонической составляющей.

Как в первом, так и во втором режимах (гармонических и субгармонических составляющих, эквидистантных сеток частот) наблюдались режимы зашумливания пьедесталов несущих частот, режимы уширения спектральных линий и перехода к широкополосным шумовым сигналам по огибающей спектра эквидистантных сеток частот. При этом обеспечивалась синхронная перестройка магнитным полем и электрическая синхронная перестройка всех центральных частот гармонических и субгармонических составляющих и частотных расстояний между ними.

Для описания режима генерации субгармонических составляющих (спектрально чистых, зашумленных составляющих, шумовых сигналов) отработывалась модель нелинейной двухсвязной феррит-транзисторной структуры с генерацией сигналов на основной ν_1 и субгармонической $\nu_2 \approx \frac{\nu_1}{2}$ составляющих.

Эквивалентная схема гетеромагнитного генератора представляет собой колебательную систему со многими степенями свободы. Методика отработки эквивалентной схемы генератора изложена в [3]. При кратности резонансных частот доменов ν_1 и ν_2 ферритового резонатора возникает эффективное нелинейное взаимодействие генерируемых мод. При приближенном равенстве основной резонансной частоты $\nu_k = \nu_1 / k$, где ν_1 – основная частота, k – целое число, в гетеромагнитном генераторе возникают субгармонические колебания.

Эквивалентная схема гетеромагнитного генератора в этом случае имеет вид, представленный на рис. 3. Нелинейные элементы R_t, C_t определяются транзистором с обратной связью в динамическом режиме. Эти элементы имеют различные вольтамперные характеристики на основной частоте ν_1 и частоте ν_2 второй субгармоники.

¹ При первых экспериментах на структурах с базовым транзистором КТ9382А на уровнях интегральной мощности порядка 40-60 мВт были зарегистрированы составляющие с $m=70$, при основной частоте $\nu_1=1.2$ ГГц, $\nu_{70}=17$ МГц.

Вольтамперные характеристики нелинейного элемента рассчитывались путем исследования модели Гуммеля-Пуна транзистора [4] с обратными связями на частоте основного ν_1 и субгармонического ν_2 колебания. Результаты расчетов для транзистора BFR92 представлены на рис. 4, 5. Основная частота $\nu_1 = 635$ МГц, субгармоническая – $\nu_2 = 317.5$ МГц.

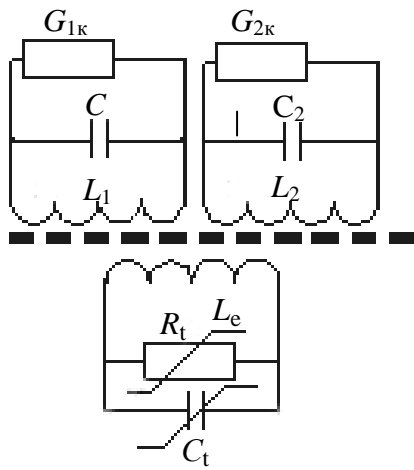


Рис. 3

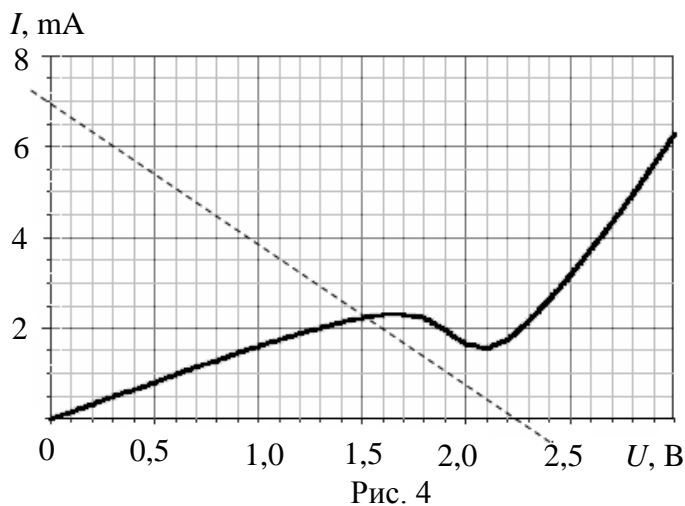


Рис. 4

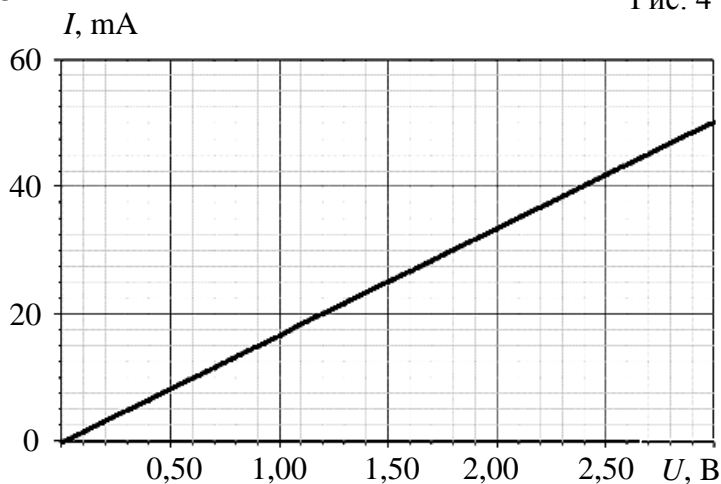


Рис. 5

Наличие нелинейной реактивности свидетельствует о том, что высокочастотный ток и напряжение, протекающие через нелинейный элемент, сдвинуты по фазе, и этот сдвиг зависит от их амплитудных значений.

При небольших амплитудах колебаний связь между основным и субгармоническим типами колебаний в ферритовом резонаторе слабая и на данном этапе исследования будем ей пренебрегать, считая, что нелинейная связь между этими типами колебаний возникает на транзисторе (нелинейном элементе, см. рис. 3). В этом случае напряжение на нелинейном элементе будет равно сумме напряжений на контурах с соответствующими коэффициентами трансформации.

Обозначив U_1 – напряжение на первом контуре, U_2 – напряжение на втором контуре, I_t – ток через нелинейный элемент и используя метод узловых потенциалов [6], получаем систему двух дифференциальных уравнений второго порядка:

$$\begin{aligned}\frac{d^2U_1}{dt^2} + \omega_1^2 U_1 &= \frac{1}{C_1 M_1} \frac{d(I_t + G_{1k} U_1)}{dt}; \\ \frac{d^2U_2}{dt^2} + \omega_2^2 U_2 &= \frac{1}{C_2 M_2} \frac{d(I_t + G_{2k} U_2)}{dt}.\end{aligned}\quad (1)$$

Представив ток нелинейного элемента в виде

$$I_t = \sum_{j,k} G_{jk} U_1^j U_2^k + \sum_{p,q} C_{pq} U_1^p U_2^q, \quad (2)$$

после замены переменных

$$\begin{aligned}U_1 &= \frac{U_{10} \cdot e^{i\omega_1 t} + U_{10}^* \cdot e^{-i\omega_1 t}}{2}; \\ U_2 &= \frac{U_{20} \cdot e^{i\omega_2 t} + U_{20}^* \cdot e^{-i\omega_2 t}}{2},\end{aligned}\quad (3)$$

где ω_1 – собственная частота колебаний первого контура, ω_2 – собственная частота колебаний второго контура, и процедуры укорочения уравнений методом усреднения [7], уравнения (1) можно переписать в виде

$$\begin{aligned}C_1 M_1 \frac{dU_{10}}{dt} &= (\alpha_1 + i\alpha_1^-) U_{10} + |G_1^-| \cdot e^{i \arg(G_1^-)} \cdot U_{20}^2 + \gamma_1 U_{10}^2 U_{10}^* + ip_1^- |U_{20}|^2 U_{10}; \\ C_2 M_2 \frac{dU_{20}}{dt} &= (\alpha_2 + i\alpha_2^-) U_{20} + |G_2^-| \cdot e^{i \arg(G_2^-)} \cdot U_{10} U_{20}^* + p_2^- |U_{10}|^2 U_{20},\end{aligned}\quad (4)$$

где коэффициенты $\alpha_1, \alpha_1^-, \alpha_2, \alpha_2^-, G_1^-, G_2^-, p_1^-, p_2^-, \gamma_1$ связаны с коэффициентами ряда разложения тока (2) следующим образом:

$$\begin{aligned}\alpha_1 &= -\frac{G_{10} + G_{1k}}{2}, \alpha_1^- = -\frac{\omega_1 C_{00}}{4}, G_1^- = -\frac{G_{02}}{4} - i \frac{\omega_2 C_{01}}{4}, p_1^- = -\frac{\omega_1 C_{02}}{4}, \gamma_1 = -\frac{3}{8} G_{30}, \\ \alpha_2 &= \frac{G_{20} + G_{2k}}{2}, \alpha_2^- = -\frac{\omega_2 C_{00}}{2}, G_2^- = -\frac{G_{11}}{4} + i \frac{\omega_2 C_{10} - \omega_1 C_{01}}{4}, p_2^- = -\frac{\omega_2 C_{20}}{4}.\end{aligned}\quad (5)$$

Приведем полученные уравнения к безразмерной форме, используя переменные, предложенные в работе [5]:

$$\begin{aligned}\frac{dx}{d\xi} &= kx + (\delta_s + p_2 z - p_1(x^2 + y^2)) \cdot y - \cos(\theta) \cdot kz - 2y - \gamma \cdot x \cdot (x^2 + y^2), \\ \frac{dy}{d\xi} &= ky - (\delta_s + p_2 z - p_1(x^2 + y^2)) \cdot x + \sin(\theta) \cdot kz + 2xy - \gamma \cdot y \cdot (x^2 + y^2), \\ \frac{dz}{d\xi} &= -2z \cdot (1 + x),\end{aligned}\quad (6)$$

где $x = -a_1 \cos(\psi)$, $y = a_1 \sin(\psi)$, $z = a_2^2$, $\psi = \varphi_1 + \delta \cdot t - 2\varphi_2 + \arg(G_2^-)$ – обобщенная фаза, φ_1 – фаза огибающей на основной частоте, φ_2 – фаза огибающей субгармоники, $\delta = \nu_1 - 2 \cdot \nu_2$ – параметр рассинхронизма колебаний,

$$\begin{aligned} \cos(\theta) &= \frac{|G_1^{re}|}{|G_1^-|}, \sin(\theta) = \frac{|G_1^{im}|}{|G_1^-|}, A_1 = \frac{|\alpha_2|}{|G_2^{re}|} a_1, A_2 = \sqrt{\frac{|\alpha_1 \alpha_2|}{|G_1^- G_2^-|}} \cdot a_2, t = \frac{C_2}{|\alpha_2|} \xi, \\ k &= \frac{\alpha_1 C_2 M_2}{\alpha_2 C_1 M_1}, \gamma = \frac{\gamma_1 \alpha_2}{|G_2^-|^2} \frac{C_2 M_2}{C_1 M_1}, p_1 = \frac{2 p_2^- |\alpha_2|}{|G_2^-|^2}, p_2 = \frac{p_1^- |\alpha_1|}{|G_1^- G_2^-|} \frac{C_2 M_2}{C_1 M_1}, \\ \delta_s &= \frac{C_2 \delta}{|\alpha_2|} - \frac{2 \alpha_2^-}{|\alpha_2|} + \frac{\alpha_1 C_2}{|\alpha_2| C_1}, \xi = \frac{|\alpha_2|}{C_2} t. \end{aligned} \quad (7)$$

Исследование стационарных решений

Стационарные точки являются наиболее простыми решениями системы дифференциальных уравнений (6). Им соответствуют режимы спектрально чистых колебаний на основной частоте ν_1 и субгармонической частоте ν_2 . Рассмотрим частные случаи:

– существование только колебания на основной частоте ν_1 (колебание на половинной частоте отсутствует вследствие неэффективности взаимодействия мод);

– одновременная монохроматическая генерация на двух частотах ν_1 и $\nu_2 \cong \frac{\nu_1}{2}$;

– автомодуляция колебаний в связи с периодической перекачкой энергии между контурами (эквидистантные сетки частот в окрестностях генерируемых мод ν_1 и $\nu_2 \cong \frac{\nu_1}{2}$);

– стохастическая генерация (шумоподобные колебания в окрестностях генерируемых мод ν_1 и $\nu_2 \cong \frac{\nu_1}{2}$).

Бифуркационная диаграмма стационарных решений системы (6) на плоскости k, γ для случая $\delta_s = 0, p_1 = 0, p_2 = 0, \theta = \pi$, представлена на рис. 6 и 7, где схематически изображены спектры колебаний, наблюдающиеся в гетеромагнитном генераторе для каждой области.

Прямые $\gamma = k, \gamma = k/3$ делят плоскость на четыре области. Область 1, расположенная выше прямой γ/k , соответствует существованию только колебания на основной частоте ν_1 . Параметр возбуждения k , равный отношению инкремента нарастания колебания на основной частоте и декремента затухания колебаний на частоте субгармоники, в этой области мал. Параметр γ , определяющий нелинейную диссипацию энергии на основной частоте ν_1 , достаточно велик. Поэтому амплитуда колебаний при заданном значении γ на основной частоте небольшая, и колебания на частоте субгармоники не поддерживаются.

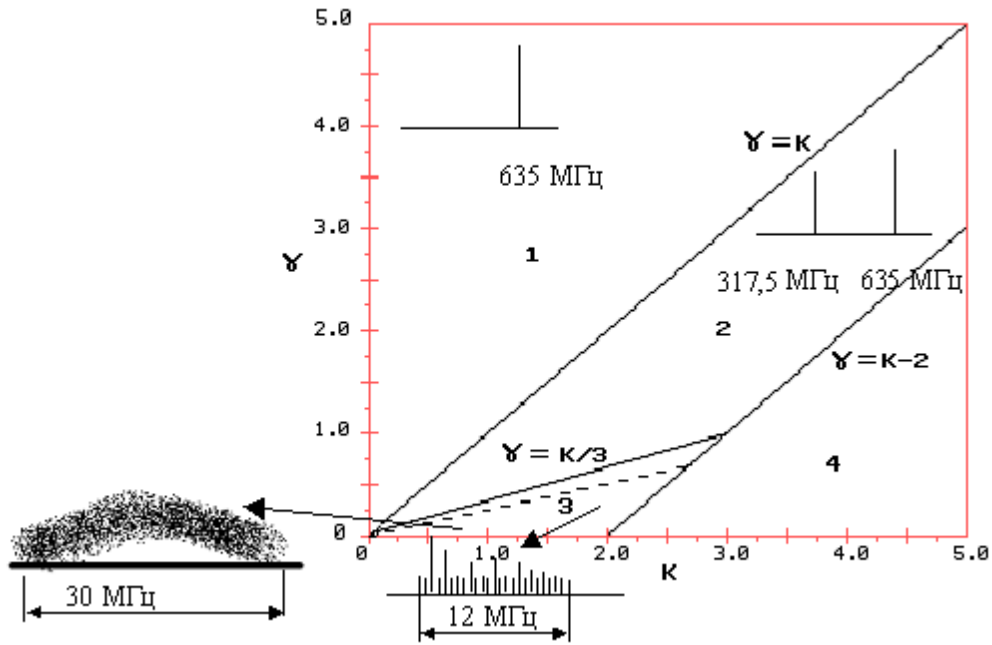


Рис. 6

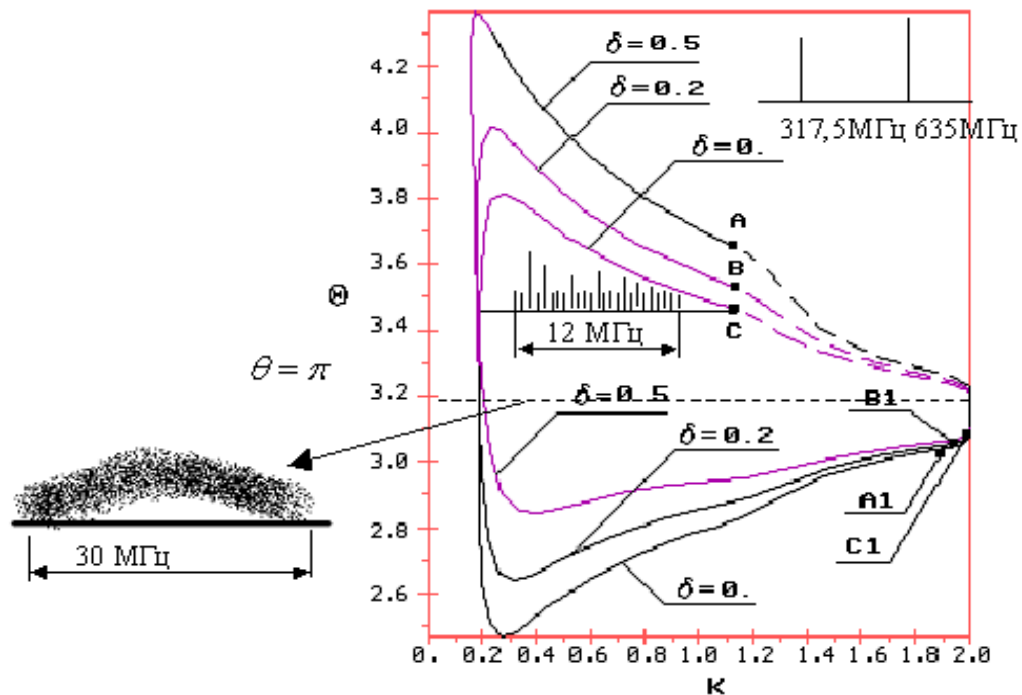


Рис. 7

С увеличением k переход через границу $\gamma = k/3$ областей 1, 2 сопровождается возникновением одновременной синхронной генерации на двух частотах: основной ν_1 и субгармонической ν_2 . При переходе через границу областей 2 и 3 после бифуркации Хопфа возникает периодическая перекачка энергии между эквивалентными контурами, и спектр исходного СВЧ-колебания становится многочастотным. Частота автомодуляции в окрестности бифуркационной прямой $\omega = \sqrt{\frac{4k}{3}}$.

При переходе через прямую $\gamma = k - 2$, разделяющую области 2 и 4,

стационарная точка $x = -1, y = \frac{\delta_s - p_1 \frac{k}{\gamma}}{2}, z = \cos(\theta) \cdot \frac{k}{\gamma} - 1$ теряет устойчивость из-за слияния с седловой точкой $x = -1, y^2 = \frac{k-2}{\gamma} - 1, z = \frac{(4-2k)}{k\gamma} \cos \theta$ и изображающая точка в фазовом пространстве системы уходит на бесконечность.

Эта ситуация лишена физического смысла и возникает из-за аппроксимации ВАХ транзистора на субгармонической частоте квадратичной функцией. В области 4 значения параметра k велики и на практике не реализуются.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М., 1994. С. 242, 253.
2. Власов К. Б., Оноприенко Л. Г. // ФММ. 1963. Т. 15, № 1. С. 45.
3. Игнатъев А. А., Передумов А. Г., Сотов Л. С., Тугушов Д. В. Методика отработки эквивалентной схемы генератора для исследований гетеромагнитных взаимодействий в расширенном диапазоне мощностей // Перспективы развития электроники и вакуумной техники на период 2001-2006 гг.: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 22–23 февр. 2001 г. Саратов, 2001. С. 93-98.
4. Roop H. C. Modeling of bipolar transistor using integral charge control model with application to third-order distortion studies. IEEE Trans., 1972. Vol. ED-12, № 6. P. 719-731.
5. Кияшко С. В., Пиковский А. С., Рабинович М. И. Автогенератор радиодиапазона со стохастическим поведением // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 2. С. 336–343.
6. Толстов Ю. Г., Теврюков А. А. Теория электрических цепей. М., 1971. С. 35-39.
7. Ланда П. С. Автоколебания в системах с конечным числом степеней свободы. М., 1980.

УДК 621.373, 533.9.082.74

МОДЕЛИРОВАНИЕ РЕЖИМОВ ГЕНЕРАЦИИ СУБГАРМОНИЧЕСКИХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В ГЕНЕРАТОРАХ С ГЕТЕРОМАГНИТНЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ.

ЧАСТЬ 2. ЭКВИДИСТАНТНЫЕ СЕТКИ ЧАСТОТ. ШУМОПОДОБНЫЕ СИГНАЛЫ

**А. А. Игнатъев, А. А. Солопов*, Л. С. Сотов,
Д. В. Тугушов, Л. Л. Страхова**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Исследована сложная динамика автогенератора на основе железо-иттриевого граната. Показано что при определенных условиях в системе возникают многочастот-

ные и хаотические колебания. Приведена карта режимов функционирования генератора на плоскости параметров.

Ключевые слова: ферромагнитный резонанс, микрорезонатор, ненасыщенный режим, двухмодовая модель, автогенератор на основе железо-иттриевого граната.

Modeling of Generation Modes of Sub-harmonic Components in Generators with Magneto-electron Interaction.

Part 2. Equidistant Grids of Frequencies. Noise-like Signals

A. A. Ignatiev, A. A. Solopov, L. S. Sotov,
D. V. Tugushov, L. L. Strakhova

There is investigated complex dynamics of oscillator on the yttrium-iron garnet. Shown, that multifrequency and chaotic oscillations occur in the system when there are certain conditions. The map modes of operation of generator in the parameter plane is shown in the article.

Key words: ferromagnetic resonance, microresonator, unsaturated mode, bimodal model, oscillator on the yttrium-iron garnet.

Исследование режимов генерации эквидистантных сеток частот и шумоподобных колебаний

Пути перехода к хаотическим колебаниям в уравнениях модели исследовались с использованием двухпараметрического анализа. На рис. 1 представлена бифуркационная диаграмма на плоскости параметров возбуждения k и нелинейной диссипации γ . Остальные параметры системы выбраны следующие: $\delta = 1,28$; $P_1 = 0,14$; $P_2 = 0$; $\theta = \pi$. Расчеты выполнены с использованием программ исследования дифференциальных уравнений [1]. На плоскости k, γ условно можно выделить 6 областей различных режимов генерации.

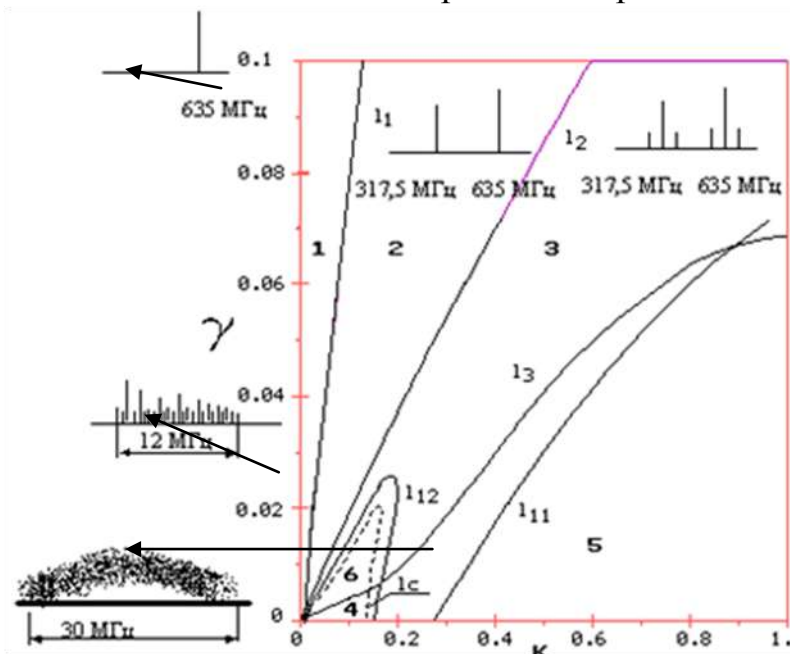


Рис. 1

В области 1 параметр возбуждения мал, параметр нелинейной диссипации велик, и энергии колебаний на основной частоте недостаточно для возбуждения субгармонических колебаний. В фазовом пространстве исследуемой системы этому случаю соответствует устойчивая стационарная точка типа узел.

С увеличением параметра k и уменьшением γ амплитуда колебаний на основной частоте возрастает, и при пересечении бифуркационной линии l_1 возникает субгармоническое колебание. В фазовом пространстве системы (6) (ч. 1) этому случаю соответствует бифуркация потери устойчивости стационарной точкой $z = 0$ и рождение в ее окрестности пары устойчивых точек типа узел, симметричных относительно оси $z = 0$. Точка $z < 0$ интереса не представляет, так как при выводе (6) (ч. 1) полагалось $z = a_1^2 > 0$. В области 2 в исследуемом генераторе наблюдается режим одновременной монохроматической генерации на основной и субгармонической частотах.

Далее, при пересечении линии l_2 в результате бифуркации Андронова-Хопфа в окрестности стационарной точки мягко рождается устойчивый предельный цикл Γ_1 . При этом в исследуемом генераторе возникает режим многочастотных колебаний.

При пересечении линии l_1 устойчивый цикл Γ_1 сливается с неустойчивым Γ_1^- и исчезает в результате бифуркации с мультипликатором $+1$. В этот момент в системе (6) (ч. 1) существует уже сформировавшийся странный аттрактор, и при переходе в область 5 в уравнениях модели возникают хаотические колебания.

На рис. 1 изображены также бифуркационные кривые l_{11}, l_{12} , при пересечении которых происходит бифуркация удвоения периода устойчивого цикла Γ_2 . Если двигаться на бифуркационной плоскости из области 5 в области 4 или 6, возникает каскад бифуркаций удвоения цикла Γ_2 , и при пересечении критической кривой l_c в областях 4, 6 в фазовом пространстве системы (6) (ч. 1) возникает странный аттрактор. Однако в области 6 движение не обязательно хаотическое, так как в ней существует также устойчивый предельный цикл Γ_1 . Если изображающая точка находится в его области притяжения, то реализуется режим регулярных колебаний. При переходе в область 4 из области 5 хаотические колебания возникают в результате бифуркаций удвоения периода цикла Γ_2 . При этом уже после первого удвоения выполняются универсальные соотношения, выражающие склейлинг по параметрам [2].

Исследуем возможность возникновения шумоподобных колебаний в системе (6) (ч. 1) при $\theta = \pi, \delta_s = p_1 = p_2 = 0$.

На рис. 2 представлены спектры мощности колебаний при уменьшении параметра нелинейной диссипации γ . В уравнения модели введен слабый гауссовский шум интенсивностью 10^{-6} . Если движение осуществляется вдали от сепаратрис [3] внешний шум приводит к незначительной амплитудной и частотной модуляции (см. рис. 2, а). Когда движение стягивается в окрестность сепаратрис, колебания становятся хаотическими (см. рис. 2, б). После бифуркации Хопфа амплитуда возникающего предельного цикла быстро рас-

тет, и после пересечения пунктирной линии (см. рис. 1) движение становится случайным. Несмотря на глобальную неконсервативность система содержит в фазовом пространстве область, где поведение траекторий не грубо, этим и объясняется генерация шумоподобных сигналов.

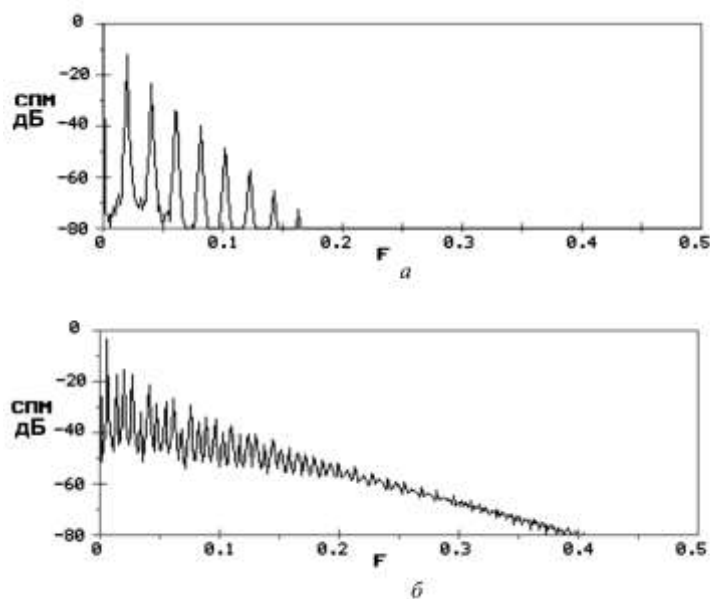


Рис. 2. Спектры мощности колебаний: *a* – вдали от сепаратрис; *б* – в окрестностях сепаратрис

При учете реактивной квадратичной нелинейности проводимости транзистора в области малых расстроек $\delta_s < 3$, в системе (6) (ч. 1) также могут возникать как периодические, так и стохастические движения. Следует отметить, что стохастические области в пространстве параметров системы существуют при малых значениях инкремента нарастания основного колебания $k < 1$.

В области малых расстроек ($\delta_s < 0.5$) переход к хаотическим колебаниям происходит через удвоения периода, при этом выполняются универсальные соотношения, выражающие склейлинг по параметрам [2]. Это соответствует возникновению в окрестности основного и субгармонического колебаний сеток высших порядков с последующим переходом к шумоподобным колебаниям.

На рис. 3 представлены распределения спектральной плотности мощности колебаний при переходе к хаосу через удвоения периода. Параметры для расчетов выбраны следующие: $k = 0.2$, $\delta_s = 0$, $p_1 = 0.4$, $p_2 = 0.0$, $\theta = \pi$. Изменялся параметр γ . На рис. 3, *a* представлен спектр мощности релаксационных колебаний с периодом около 5, что при пересчете составляет появление в окрестности основной частоты сетки частот с шагом 3,32 МГц.

Спектр богат гармоническими составляющими, которые медленно уменьшаются с увеличением частоты. Автомодуляция СВЧ-колебаний в случае регулярного движения близка к прямоугольной. При уменьшении γ несколько возрастает частота колебаний, увеличивается их амплитуда и возникает бифуркация удвоения периода (см. рис. 3, *б*), т.е. расстояния между

соседними составляющими сетки уменьшаются в 2 раза и составляют 1,66 МГц. Далее возникает следующая бифуркация удвоения (см. рис. 3, в), и после их каскада появляются хаотические колебания (рис. 4).

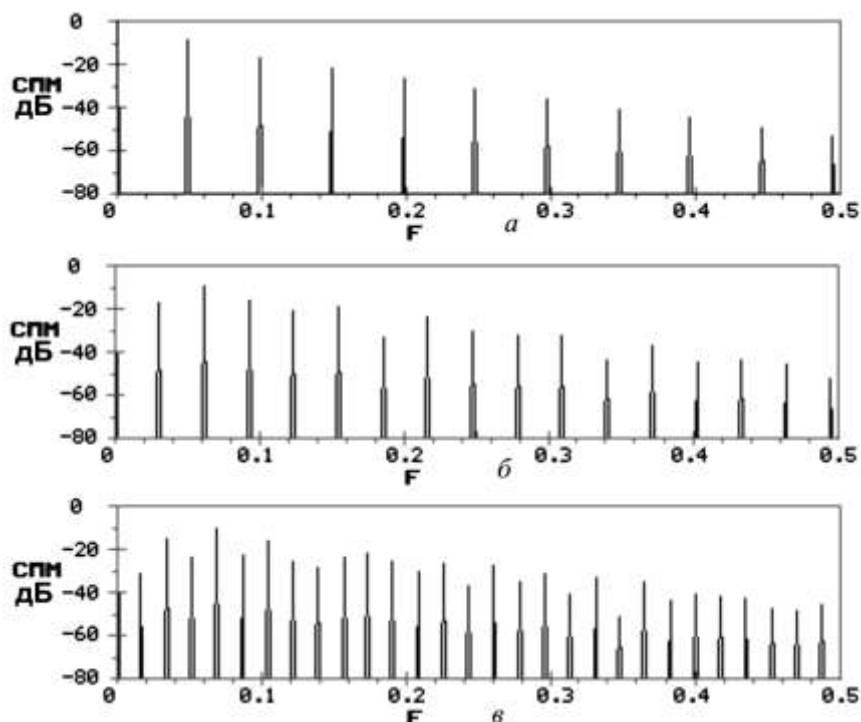


Рис. 3. Спектр мощности релаксационных колебаний сетки частот с шагом: *a* – 3,32 МГц; *б* – 1,66 МГц; *в* – 0,83 МГц

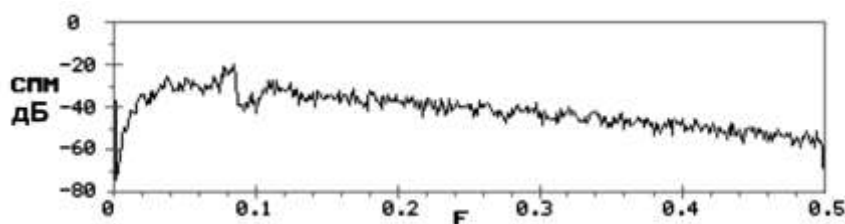


Рис. 4

Такая последовательность перехода к шумоподобным колебаниям неоднократно наблюдалась в физических экспериментах с гетеромагнитными генераторами.

На рис. 5 результаты расчета спектральной плотности мощности приведены в безразмерном виде. При учете реальных параметров эквивалентных колебательных контуров, а также коэффициентов связи контуров с транзисторной структурой (7) (ч. 1), единица безразмерной частоты соответствует частоте 0,664 МГц и уменьшается при уменьшении коэффициентов связи и возрастании добротности этих контуров. Полученные результаты находятся в соответствии с экспериментальными данными.

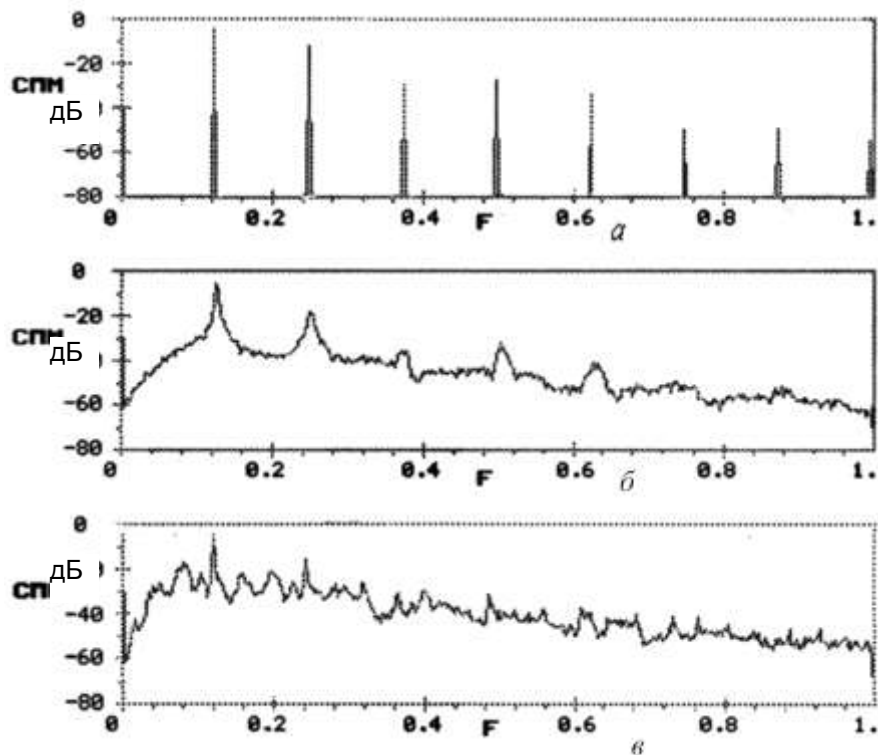
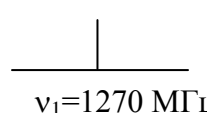
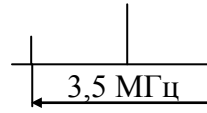
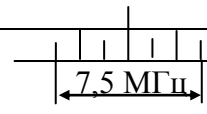

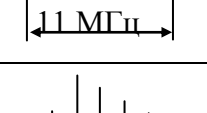


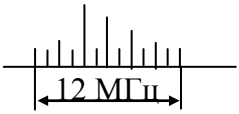
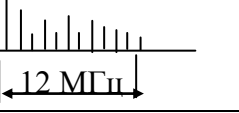
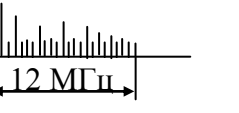
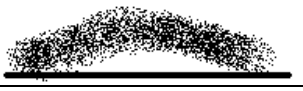
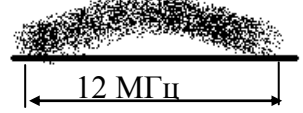

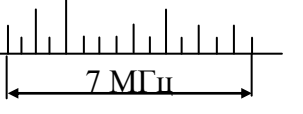
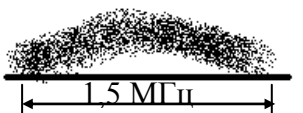


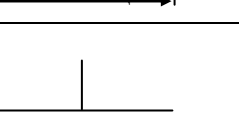
Рис. 5

Таким образом, эффект взаимодействия с субгармоническим колебанием является одним из механизмов возникновения шумоподобных колебаний в исследуемом генераторе (таблица).

Результаты экспериментальных исследований режимов колебаний в гетеромагнитном генераторе

Н ₀ , Э	Комментарий	ν_{ϕ} , ГГц	Вид сетки частот
1	2	3	4
140	Зашумленная спектральная линия ($\Delta\nu$) _{-3дБ} = 20 кГц	2,198	
150	Центральная составляющая с появлением двух боковых составляющих, отстоящих на расстояние $\Delta\nu^{СЧ}$ = 1,75 МГц от центральной составляющей	2,226	
160	Эквидистантная сетка с $\Delta\nu^{СЧ}$ = 1,8 МГц, наблюдается появление новых составляющих между основными составляющими $\Delta\nu^{СЧ}$ = 0,9 кГц	2,254	
170	Эквидистантная сетка с $\Delta\nu$ = 2,25 МГц	2,282	
175	Эквидистантная сетка с $\Delta\nu^{СЧ}$ = 2 МГц	2,296	

Окончание табл.

1	2	3	4
185	Появление в эквидистантной сетке промежуточных составляющих, формирующих эквидистантную сетку с $\Delta\nu^{СЧ}=1$ МГц	2,324	
190	Эквидистантная сетка с $\Delta\nu^{СЧ}=1$ МГц	2,338	
195	Появление в эквидистантной сетке промежуточных составляющих, формирующих эквидистантную сетку с $\Delta\nu^{СЧ}=0,5$ МГц	2,352	
200	Переход в шумовой режим	2,366	
210	Шумовой сигнал	2,45	
215	Шумовой сигнал	2,45	
220	Переход из шумового сигнала в эквидистантную сетку с $\Delta\nu^{СЧ}=0,41$ МГц с неравномерностью составляющих по амплитуде	2,422	
230	Переход в шумовой сигнал	2,45	
235	Переход в эквидистантную сетку частот с двумя боковыми составляющими $\Delta\nu^{СЧ}=4,5$ МГц	2,464	
240	Эквидистантная сетка частот с $\Delta\nu^{СЧ}=1,7$ МГц	2,478	
250	Зашумленный пьедестал спектрально-чистой линии	2,506	

Проведем оценку полосы генерируемых частот в гетеромагнитном генераторе. По эквивалентным вольтамперным характеристикам транзистора, приведенным на рис. 4, 5 (ч. 1), определим линейный параметр возбуждения G_{10} на основной частоте ν_1 и параметр диссипации G_{01} на частоте субгармоники ν_2 .

$$G_{10} = \frac{8 \cdot 10^{-3}}{2.5} = 3.2 \cdot 10^{-3} [1/Ом],$$

$$G_{10} = \frac{50 \cdot 10^{-3}}{3} = 16.7 \cdot 10^{-3} [1/Ом].$$
(1)

В выражении для безразмерного коэффициента возбуждения k положим $C_2=2 \cdot C_1$, $M_2=M_1$,

$$\text{тогда } k = \frac{\alpha_1 C_2 M_2}{\alpha_2 C_1 M_1} = \frac{3.2 \cdot 2}{16.7} = 0.4.$$
(2)

В выражении (2) не учитываются потери в первом контуре, поэтому в качестве оценки справедливо $k < 0.4$. Для определения реальной полосы генерируемых частот необходимо определить коэффициент пересчета в безразмерное время $\xi = \frac{|\alpha_2|}{C_2} t$ (7) (ч. 1). Полагая $L_2 \cong 100 \cdot C_2$ и учитывая, что субгармонический контур настроен на частоту 317,5 МГц, имеем:

$$t = \frac{C_2}{|\alpha_2|} \xi = \frac{1}{\frac{2 \cdot 3.14 \cdot 317.5 \cdot 10^6}{16.7 \cdot 10^{-3}}} \xi = 3 \cdot 10^{-7} \xi,$$
(3)

т. е. одна единица безразмерной частоты соответствует 33 МГц.

На рис. 3, a – это соответствует расстоянию между соседними составляющими сетки частот 1,65 МГц, что согласуется с экспериментальными данными, приведенными в таблице для полей $H_0 = 150–185$ Э. Расстояние между соседними составляющими сетки частот на рис. 3, b составляет 0,41 МГц, что соответствует режимам генерации $H_0 = 190–195$ Э в таблице. Полоса генерируемых частот по уровню -60 дБ около $\Delta\nu_{(-60)\text{дБ}}=17$ МГц.

Переход к хаотическим колебаниям через удвоения периода в данной системе не является единственно возможным. Экспериментально наблюдались режимы перехода к шумоподобным колебаниям, при которых не возникало сеток высших порядков. При изменении управляющих параметров (внешнее магнитное поле или рабочая точка транзистора) шумы возникали у пьедестала спектральных линий и возрастали до значений, равных интенсивности спектральной линии. Аналогичная последовательность изменения режимов колебаний наблюдается и в исследуемой модели гетеромагнитного генератора.

С увеличением параметра рассогласования между контурами стохастичность в системе пропадает в результате обратных бифуркаций удвоения периода. В области больших значений параметра рассогласования

$0,7 < \delta_s < 1,276$ существует другая стохастическая область. На рис. 5 представлена эволюция спектров мощности при переходе к хаотическим колебаниям через перемежаемость [4]. Менялся параметр рассогласования контуров δ_s .

Стохастические колебания в уравнениях модели гетеромагнитного генератора могут возникать при различных значениях параметров рассинхронизма δ_s и нелинейного сдвига частот. При одновременном уменьшении параметра k_s и параметра y_s , определяющего нелинейную диссипацию энергии в системе, колебания оставались стохастическими. Уменьшалась только ширина спектров мощности колебаний.

Таким образом, экспериментально при изменении управляющих параметров (напряжения смещения, связи генератора с нагрузкой и т.п.) в исследуемом генераторе возможны две последовательности качественного изменения режима генерации:

а) монохроматическая генерация на основной частоте; одновременная монохроматическая генерация на основной и субгармонической частотах; многочастотная генерация на основной и субгармонической частотах (цикл Г1); хаотическая генерация;

б) монохроматическая генерация на основной частоте; одновременная монохроматическая генерация на основной и субгармонической частотах; многочастотная генерация на основной и субгармонической частотах; жесткое переключение, сопровождающееся скачкообразным изменением спектра генерируемых частот; каскад удвоений периода огибающей; хаотическая генерация.

Аналогичная последовательность перехода к шумоподобным колебаниям наблюдалась экспериментально.

В рамках исследуемой модели удастся объяснить возникновение различных наблюдаемых экспериментально режимов колебаний в гетеромагнитном генераторе:

- спектрально чистое колебание на основной частоте;
- одновременная спектрально чистая генерация на двух частотах (основной и субгармонической);
- эквидистантные сетки в окрестностях основной и субгармонической частот;
- эквидистантные сетки высших порядков в окрестностях основной и субгармонической частот;
- шумоподобные колебания в окрестностях основной и субгармонической частот.

Полученные результаты находятся в качественном и количественном соответствии с экспериментальными данными, что свидетельствует о том, что эффект взаимодействия с субгармоническим колебанием является одним из механизмов возникновения управляемых эквидистантных сеток частот и шумоподобных колебаний в исследуемом генераторе.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хибник А. И. //Алгоритмы и программы на ФОРТРАНЕ. Пущино, 1979. Вып. 5.
2. Кияшко С. В., Пиковский А. С., Рабинович М. И. Автогенератор радиодиапазона со стохастическим поведением // Радиотехника и электроника. 1980. Т. 25, № 2. С. 336–343.
3. Feigenbaum M. J. Quantitative Universality for a Class of Nonlinear Transformations// J. Stat Phys. 1978. Vol. 19, № 1. P. 25–32.
4. Анищенко В. С. Сложные колебания в простых системах. М., 1990. С. 132–135.

УДК 621.37

СОВРЕМЕННЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ СИСТЕМ СИНТЕЗА ЧАСТОТ ДЛЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ НОВЫХ ПОКОЛЕНИЙ

Н. М. Тихомиров, С. Г. Зародин, Д. Н. Рахманин, А. В. Ерошин

ОАО «Концерн "Созвездие"»
Россия, 394018, Воронеж, Плехановская, 14
E-mail: office@sozvezdie.su

В статье рассматриваются вопросы применения систем ИФАПЧ, при построении которых используются принципы адаптации, переменного демпфирования, многошаговые процессы принятия решения, использование которых открывает новые перспективы для усовершенствования синтезаторов частот и тех радиотехнических устройств, в состав которых они входят. Рассматривается применение принципов адаптации, переменного демпфирования и многошаговых процессов принятия решения при построении синтезаторов частот с дробным делителем в контуре системы ИФАПЧ.

Ключевые слова: ФАПЧ, синтезатор частот, однокольцевой синтезатор, переходной процесс, оптимизирование ФАПЧ.

Modern Development Trends of Systems of Frequency Synthesis for New-Generation Radio Electronic Devices

N. M. Tikhomirov, S. G. Zarodin, D. N. Rakhmanov, A. V. Yeroshin

The problems of application systems PLL, constructed using principles of adaptation, variable damping, multistep decision making processes, which open new perspectives for improvement of frequency synthesizers and those radio devices, that including them, are discussed in the article. There are also discussed the application of principles of adaptation, variable damping and multistep decision making processes in the construction of frequency synthesizers with fractional divider in the circuit of PLL system.

Key words: PLL, frequency synthesizer, one-loop synthesizer, transition process, optimization of PLL.

Статья посвящена современным направлениям развития теории и практики построения квазиоптимальных систем ИФАПЧ, использование которых открывает новые перспективы для усовершенствования синтеза-

торов частот и тех радиотехнических устройств, в состав которых они входят. Рассматривается применение принципов адаптации, переменного демпфирования и многошаговых процессов принятия решения при построении синтезаторов частот с дробным делителем в контуре системы ИФАПЧ.

Совершенствование систем связи ведет к значительному ужесточению требований к качественным показателям систем импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАПЧ) синтезаторов частот. Выполнение поставленных требований часто оказывается не под силу системам ИФАПЧ, спроектированным широко известными методами [2, 3]. Из практических соображений ясно, что требования, предъявляемые к системам ИФАПЧ синтезаторов, определяются их назначением и условиями функционирования. Наиболее часто встречаются требования уменьшения шумов, увеличения быстродействия, обеспечения низкой колебательности переходного процесса. Ситуация осложняется тем фактом, что требования к системам ИФАПЧ являются противоречивыми, взаимно исключающими друг друга. Поэтому с целью удовлетворения этих противоречивых требований переходят к построению более сложных синтезаторов, что не всегда оправдано.

Существуют две группы основных способов повышения быстродействия синтезаторов, использующих кольцо ИФАПЧ [1]:

- первый – увеличение частоты сравнения за счет использования нескольких колец ИФАПЧ или применения делителей с дробно-переменным коэффициентом деления;
- второй – изменение характеристик канала управления и реализация благоприятных фазовых соотношений.

Переход к построению синтезаторов частот на основе многокольцевых систем ИФАПЧ сопряжен со значительными сложностями схемотехнической реализации. Однако с нашей точки зрения, потенциальные возможности однокольцевых синтезаторов ещё не исчерпаны. Такой синтезатор является умножителем опорной частоты (частоты сравнения в частотно-фазовом детекторе (ЧФД)) и создает сетку частот с шагом, равным частоте сравнения. При необходимости разработки синтезаторов с малым шагом сетки (1 кГц, 100 Гц, 10 Гц и менее) проявляются недостатки классического решения: так как уменьшение частоты сравнения увеличивает время перестройки кольца ИФАПЧ, ухудшает его шумовые характеристики за счет существенного увеличения коэффициента умножения. Поэтому решение задачи построения синтезатора с малым шагом сетки частот при использовании частоты сравнения, во много раз превышающей этот шаг, является актуальной. При этом важно получить достаточно высокое подавление побочных составляющих, а также относительно простой схемотехнический вариант реализации.

В значительной степени удовлетворение перечисленных выше требований может быть достигнуто при использовании дробного делителя в кон-

туре системы ИФАПЧ. Это нашло воплощение в ряде синтезаторов, таких как LMX2350/52/53/54 фирмы National Semiconductor, PE3291/92/93 фирмы Peregrine.

В последнее время появились новые чип-ИФАПЧ серии CX72XXX фирмы Conexant, ADF4252 Analog Devices и SA8028 фирмы Philips. В данных микросхемах, дробный делитель которых выполнен на основе дельта-сигма модулятора и накапливающего сумматора, используется многоразрядное квантование цифрового сигнала совместно с дополнительной выборкой и устройствами формирования сигналов. Это дает возможность цифрового подавления ошибок дробности [5].

Следует отметить, что в этих синтезаторах преимущества высокой частоты сравнения наиболее полно реализуется при одновременном расширении полосы пропускания замкнутого кольца ИФАПЧ.

Все используемые на практике способы второй группы методов повышения быстродействия обладают различными потенциальными возможностями по динамическим и спектральным характеристикам, а также различными аппаратными затратами на реализацию каждого метода. Примерами практической реализации синтезаторов частот с изменением характеристики канала управления и реализации благоприятных фазовых соотношений [1] могут служить PMB2306/7 фирмы Siemens, а также LMX2306/16/26 фирмы National Semiconductor. В этих синтезаторах нашел применение фильтр нижних частот (ФНЧ) с переменной полосой пропускания, который вводится в систему для улучшения качества переходного процесса, а также для повышения чистоты спектра выходного сигнала в установленном режиме, что достигается значительным увеличением коэффициента усиления системы.

Для оптимизации времени переходного процесса в систему ИФАПЧ вводится переменное демпфирование (изменение величины сопротивления «демпирующего» резистора ФНЧ). В начале переходного процесса, когда сигнал рассогласования велик, демпфирование в системе почти отсутствует, тем самым обеспечивается максимально возможная скорость нарастания процесса в течение 30–50 периодов частоты сравнения, увеличенной на это время в четыре раза. По мере уменьшения сигнала рассогласования демпфирование увеличивается и в конце переходного процесса становится равным расчетному для установленного режима. В свою очередь, это ведет к сужению полосы пропускания системы ИФАПЧ, т.е. замедляет реакцию системы, предотвращая тем самым значительную величину перерегулирования и излишнюю колебательность процесса, что важно, например, для системы со скачками по частоте. Таким образом, введение переменного демпфирования в систему ИФАПЧ синтезатора обеспечивает протекание переходного процесса, близкого к оптимальному.

Возникающие на практике трудности реализации теоретически оптимальных систем ИФАПЧ [4] привели к интенсивному развитию методов проектирования систем, простых в аппаратной реализации, но в то же

время достигающих более высоких качественных показателей, чем системы, спроектированные обычными, традиционными методами. В этих квазиоптимальных системах, изменяя условия протекания процесса перестройки частоты, можно влиять на его характер, изменять его, приспособлять к своим целям. Это вмешательство в ход процесса перестройки, изменение хода перестройки и определяет собой сущность управления частотой управляемого генератора в системе ИФАПЧ. Процесс управления разбивается на несколько последовательных шагов, причем решение, принимаемое на каком-либо шаге, зависит от результатов выполнения решения предыдущего шага. Теоретически обоснованный выбор и расчет параметров подобных устройств является актуальной задачей, в решении которой пока делаются первые попытки.

В статье рассматриваются вопросы применения систем ИФАПЧ, при построении которых используются принципы адаптации, переменного демпфирования, многошаговые процессы принятия решения. Это вызвано, прежде всего, желанием расширить функциональные возможности однокольцевых синтезаторов и упростить их аппаратную реализацию на соответствующей современной состоянию радиотехники элементной базе. Здесь подразумевается объединение первой и второй групп способов повышения быстродействия синтезаторов при сохранении приемлемого качества выходного сигнала, т.е. предлагается не ограничиваться применением мелко-переменного делителя в системе ИФАПЧ, а придать этой системе свойства, предопределенные применением способов ускорения из второй группы. Это позволяет значительно приблизить быстродействие подобных систем к скорости перестройки цифровых вычислительных синтезаторов при существенно лучшем качестве сигнала.

Целью исследований, проводимых с позиций современной теории управления, является выработка рекомендаций по разработке однокольцевых синтезаторов на основе систем ИФАПЧ с высоким быстродействием.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Шахгильдян В. В., Пестряков А. В., Кабанов А. И. Общие принципы построения быстродействующих синтезаторов частот на основе систем фазовой синхронизации // Электросвязь. 1983. № 10. С. 36-42.
2. Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки. М., 1989.
3. Рыжков А. В., Попов В. Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М., 1991.
4. Малиновский В. Н., Романов С. К. Применение метода оптимального управления в задаче повышения быстродействия переключения частот синтезатора с кольцом ИФАПЧ // Техника средств связи. 1980. Вып. 7 (25).

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ С ГЕТЕРОМАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

А. Л. Хвалин, А. А. Игнатъев, А. В. Ляшенко*,
А. В. Васильев, В. Н. Самолданов

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Рассмотрены вопросы проектирования магнитоуправляемого усилителя в диапазоне частот до 3 ГГц на основе модели, созданной в компьютерной САПР. Управление АЧХ усилителя осуществляется путем использования плёночного ЖИГ резонатора, работающего в режиме ферромагнитного резонанса. Приведены расчётные и экспериментальные характеристики усилителя.

Ключевые слова: железо-иттриевый гранат (ЖИГ), ферромагнитный резонанс, коэффициент стоячей волны (КСВ), полосно- пропускающий режим, направленный ответвитель.

Electrodynamic Modeling of SHF-Amplifiers with Heteromagnetic Control

A. L. Khvalin, A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko,
A. V. Vasilyev, V. N. Samoldanov

There are discussed the problems of design of magnetically operated amplifier in the range up to 3 GHz, based on the model, made by computer SAPR. The control over amplifier AFC is carried out of using YIG film resonator, functioning in the ferromagnetic resonance mode. Experimental and calculated characteristics are given in the article.

Key words: yttrium-iron garnet (YIG), ferromagnetic resonance, standing wave ratio (SWR), band-pass mode, directional coupler.

Проектирование усилителя с гетеромагнитным управлением в диапазоне частот до 3,0 ГГц проводилось с использованием компьютерных САПР.

На рис. 1 представлена принципиальная схема усилителя на основе транзистора КТ 372, работающего в полосно-заграждающем режиме.

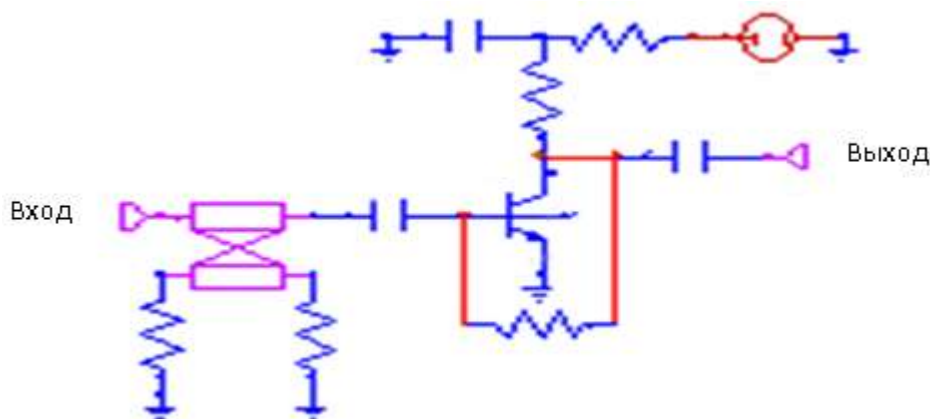


Рис. 1

На рис. 2 изображена топология платы усилителя (А – линия для подачи постоянного питающего напряжения, В – выходная линия усилителя, С – гетеромагнитный заграждающий фильтр, Т – место расположения транзистора). Использована подложка из стеклотекстолита толщиной 2 мм и диэлектрической проницаемостью 5,1.

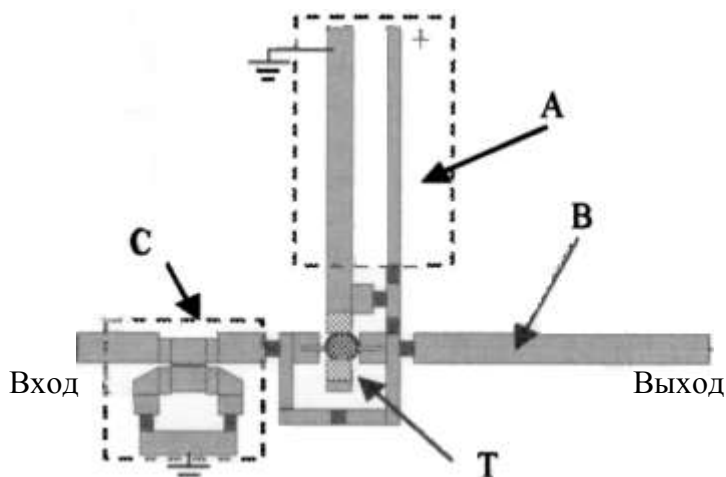


Рис. 2

Усилитель имеет в своем составе элемент связи (см. рис. 2), выполненный в виде симметричного ступенчатого направленного ответвителя. Параметры ответвителя (переходное ослабление, КСВ входа, направленность) могут изменяться путем подбора длины, ширины и взаимного расположения соответствующих отрезков микрополосковой линии. В область связи ответвителя помещается ферритовый образец, который имеет свою резонансную частоту, зависящую от свойств ферритового материала и напряженности внешнего магнитного поля [1]. В предложенной модели феррит заменяется эквивалентным резонансным контуром, включенным в область минимального зазора между проводниками ответвителя. Линия обратной связи усилителя выполняет также функцию согласующего шлейфа для сопряжения 50 Ω линии с низкоомным входом транзистора. САПР [2, 3] позволяет включать в топологию платы различные сосредоточенные элементы – транзистор, емкости, сопротивления. Это дает возможность проводить одновременный анализ всей платы усилителя, что позволяет учесть взаимное влияние элементов платы и повышает адекватность модели.

Электродинамический блок программы позволяет проводить расчет платы, затем представляет электродинамическую структуру в виде эквивалентного многополюсника (рис. 3) с соответствующими матрицами параметров. К портам многополюсника подключаются: источник сигнала, источник питания, эквивалентный контур, сосредоточенные элементы схемы. Далее проводится расчет эквивалентной схемы (см. рис. 3).

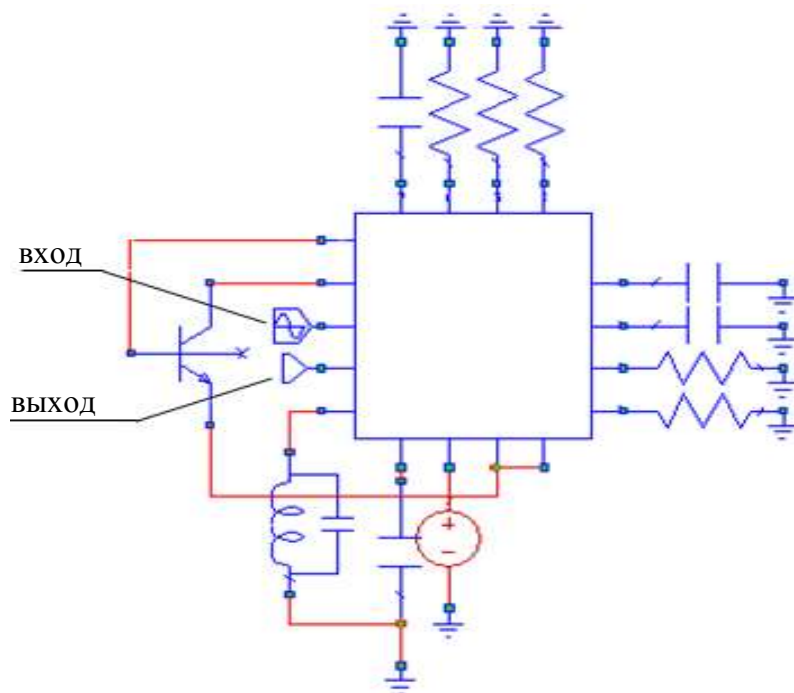


Рис. 3

Программа имеет удобный графический интерфейс. На рис. 4 представлена частотная характеристика КСВ входа усилителя (VSWR 3) и КСВ входа транзистора (VSWR 1).

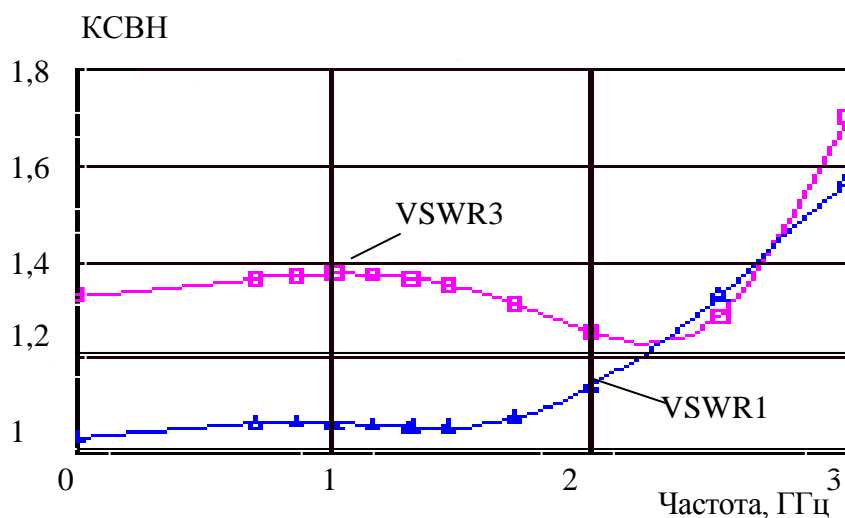


Рис. 4

САПР позволяет в режиме реального времени осуществлять подстройку элементов эквивалентной схемы и моделировать отладочный режим.

Путем изменения резонансной частоты эквивалентного контура можно в режиме реального времени моделировать перестройку по частоте ферритового элемента схемы и перемещать полосу записания усилителя по характеристике коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот (рис. 5, 6).



Рис. 5



Рис. 6

Подобные исследования были проведены также для усилителя на основе транзистора КТ 372, работающего в полосно-пропускающем режиме. На рис. 7 представлена топология платы усилителя. Использована подложка из стеклотекстолита толщиной 2 мм и диэлектрической проницаемостью 5,1.

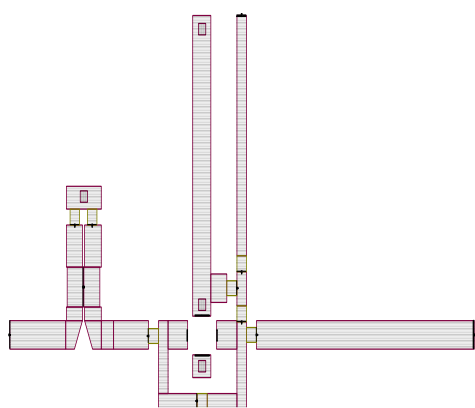


Рис.7

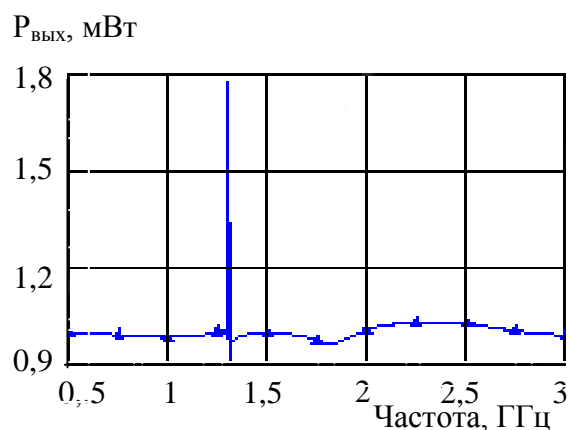


Рис.8

Усилитель имеет в своем составе элемент связи, выполненный в виде симметричного ступенчатого направленного ответвителя. В отличие от схемы, представленной выше, вход транзистора включен во вторичный канал направленного ответвителя. Такое включение позволяет реализовать полосно-пропускающий избирательный режим работы усилителя. На рис. 8 приведена частотная характеристика мощности сигнала на входе транзистора.

Электродинамический блок программы проводит расчет платы, затем представляет электродинамическую структуру в виде эквивалентного многополюсника (аналогичного приведенному выше) с соответствующими матрицами параметров.

На рис. 9 представлена частотная характеристика КСВ входа усилителя (VSWR 3) и КСВ входа транзистора (VSWR 1). Путем изменения резонансной частоты соответствующего эквивалентного контура можно в

режиме реального времени моделировать перестройку по частоте ферритового элемента схемы и перемещать полосу пропускания усилителя по характеристике коэффициента усиления в рабочем диапазоне частот (рис. 10–12).

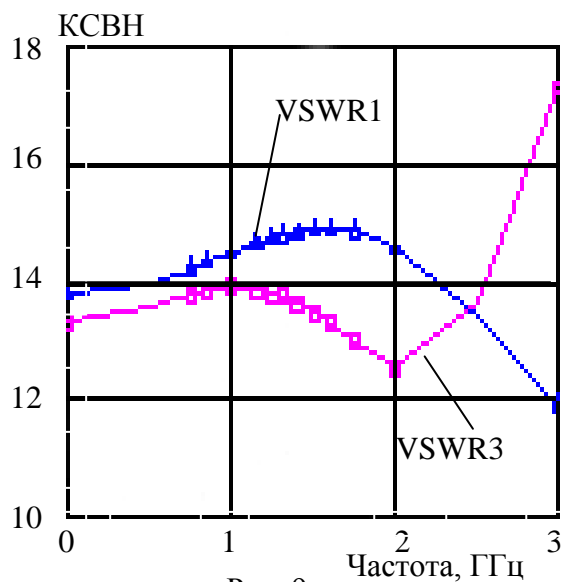


Рис. 9

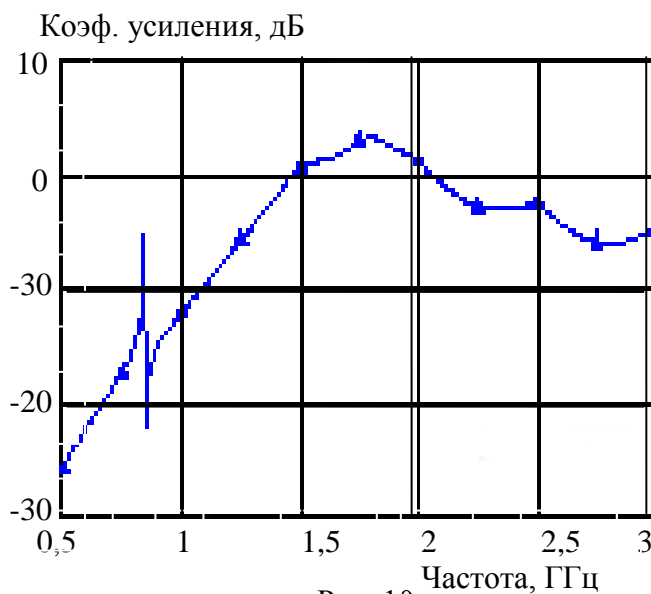


Рис. 10

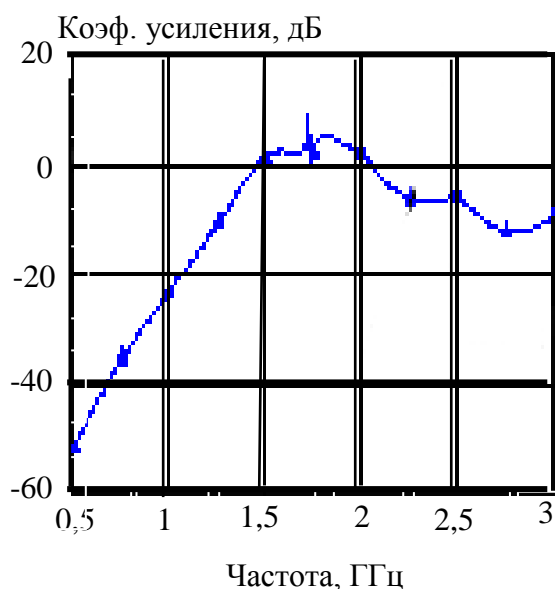


Рис. 11

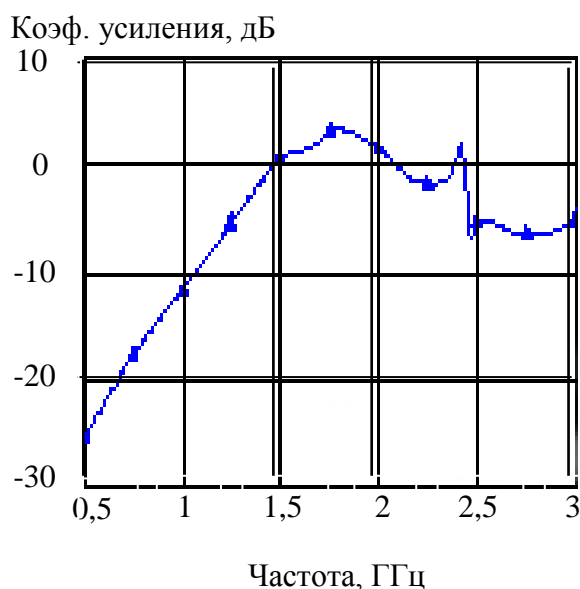


Рис. 12

Представленная выше модель усилителя, работающего в полосно-заграждающем режиме, была исследована экспериментально.

Для измерений в диапазоне от 1,25 ГГц до 2,2 ГГц использовался панорамный измеритель комплексных коэффициентов передачи Р4-38.

АЧХ усилителя в рабочем диапазоне частот показана на рис. 13 (фотография с индикатора Р4-38). На частоте 1250 МГц коэффициент усиления ($K_{ус}$) составил 5,8 дБ, на частоте 2,2 ГГц $K_{ус} = 2$ дБ.

На рис. 14 представлен КСВН входа усилителя. Измеренный КСВН оказался выше расчётного в связи с допусками при изготовлении платы и

тем, что в модели не учитывалось влияние коаксиально-полосковых переходов и неоднородности, вносимой ферритовым материалом (ферритовая пленка на подложке из арсенида галлия).

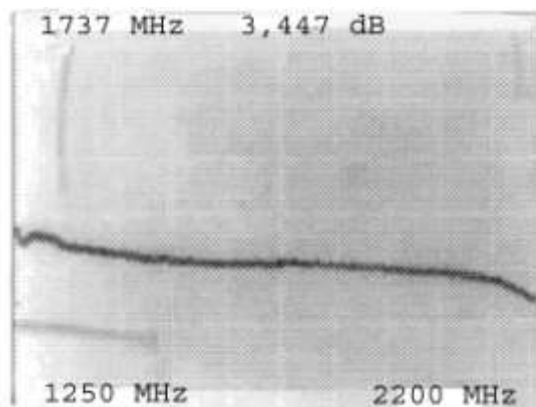


Рис. 13

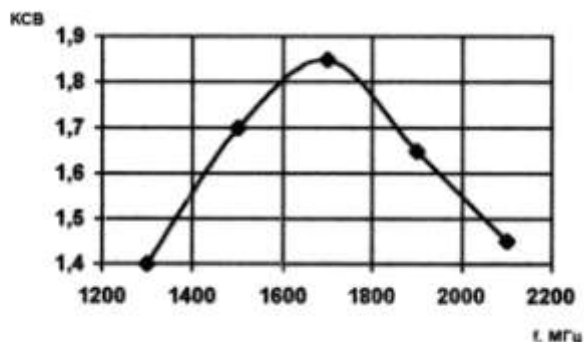


Рис. 14

Полосно-заграждающий режим работы усилителя был реализован на основе эффекта ферромагнитного резонанса, возникающего в плёнке из железоиттриевого граната (ЖИГ) толщиной 25 мкм при приложении касательно к плоскости пленки внешнего постоянного магнитного поля. Напряжённость постоянного магнитного поля составляла порядка нескольких сотен Эрстед и перестраивалась при перемещении магнита относительно элемента связи С (см. рис. 2). Перестройка напряженности внешнего магнитного поля позволяет плавно перемещать полосу заграждения усилителя в рабочем диапазоне частот.

АЧХ усилителя при настройке фильтра на частоту 1480 МГц имеет ширину резонансной линии 25 МГц по основанию, глубину 10 дБ (рис. 15).

АЧХ усилителя при настройке фильтра на частоту 1551 МГц имеет ширину резонансной линии 25 МГц по основанию, глубину 10 дБ (рис. 16).

АЧХ усилителя при настройке фильтра на частоту 1844 МГц имеет ширину резонансной линии 25 МГц по основанию, глубину 10 дБ (рис. 17).

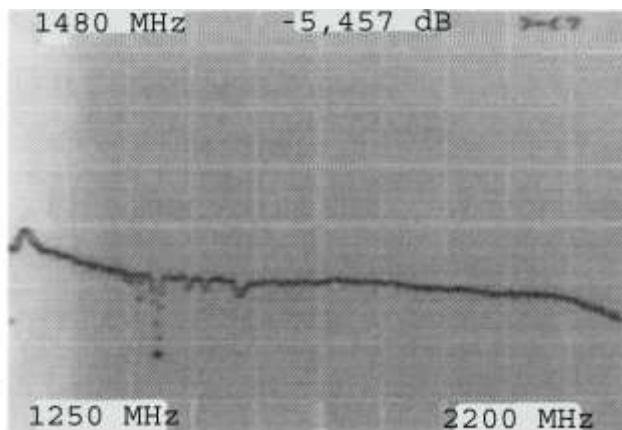


Рис. 15

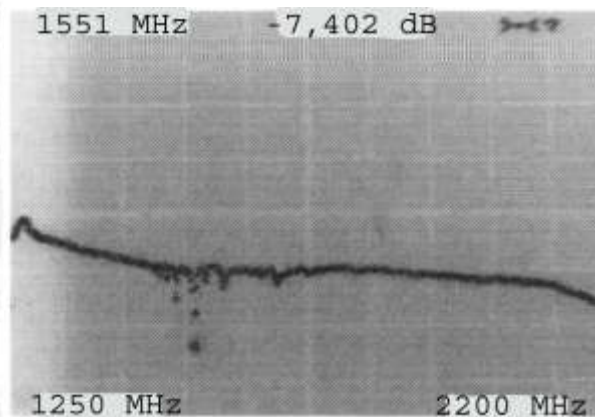


Рис. 16

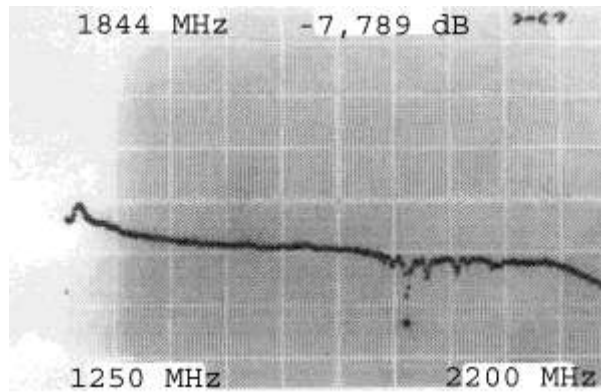


Рис. 17

В заключение следует отметить, что полученные экспериментальные результаты согласуются с расчётными данными.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М., 1973. С. 574.
2. [http:// www.mwoffice.com](http://www.mwoffice.com)
3. Microwave Journal. August. 2001. P. 146.

УДК 621.373

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ ОПЕРАТИВНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАЛОШУМЯЩИХ ГУН

Д. Н. Рахманин, С. Г. Зародин, А. В. Ерошин

ОАО «Концерн "Созвездие"»
Россия, 394018, Воронеж, Плехановская, 14
E-mail: office@sozvezdie.su

В этой статье рассмотрена возможность достоверного моделирования управляемых генераторов с предсказанием их шумовых характеристик. При анализе систем моделирования была выбрана система Serenade фирмы ComSoft. Проведенные эксперименты показывают приемлемую для инженерных расчетов точность компьютерного моделирования.

Ключевые слова: управляемый генератор, фазовые шумы, компьютерное моделирование, нагруженная добротность.

Using of Computer Simulation for Operative Design of Low-Noise VCO

D. N. Rakhmanin, S. G. Zarodin, A. V. Yeroshin

Possibility of authentic simulation of controlled jscillators with prediction of their noise characteristics is considered in the article. For analysis of simulation systems there was chosen

the system Serenade of ComSoft firm. The experiments shows acceptable for engineering calculations accuracy of computer simulation.

Key words: controlled oscillator, phase noise, computer modeling, loaded quality factor.

В настоящее время при проектировании узлов радиоэлектронной аппаратуры нужно в кратчайшие сроки провести анализ способов построения схем, выбрать наиболее оптимальный с точки зрения требуемых характеристик. Для получения хороших шумовых характеристик систем беспроводной связи необходимо иметь малошумящий источник высокочастотных колебаний – синтезатор частоты. Одним из основных элементов синтезатора частоты, оказывающим значительное влияние на шумовые параметры, оказывается управляемый генератор.

В этой статье мы попытались рассмотреть возможность достоверного моделирования управляемых генераторов с предсказанием их шумовых характеристик.

При анализе систем моделирования для нашей задачи была выбрана система Serenade фирмы ComSoft. Она позволяет проводить генераторный анализ системы, имеет большую библиотеку активных и пассивных компонентов ведущих производителей, библиотеку S-параметров.

Для генераторного анализа была выбрана схема с трансформаторной связью (рис. 1).

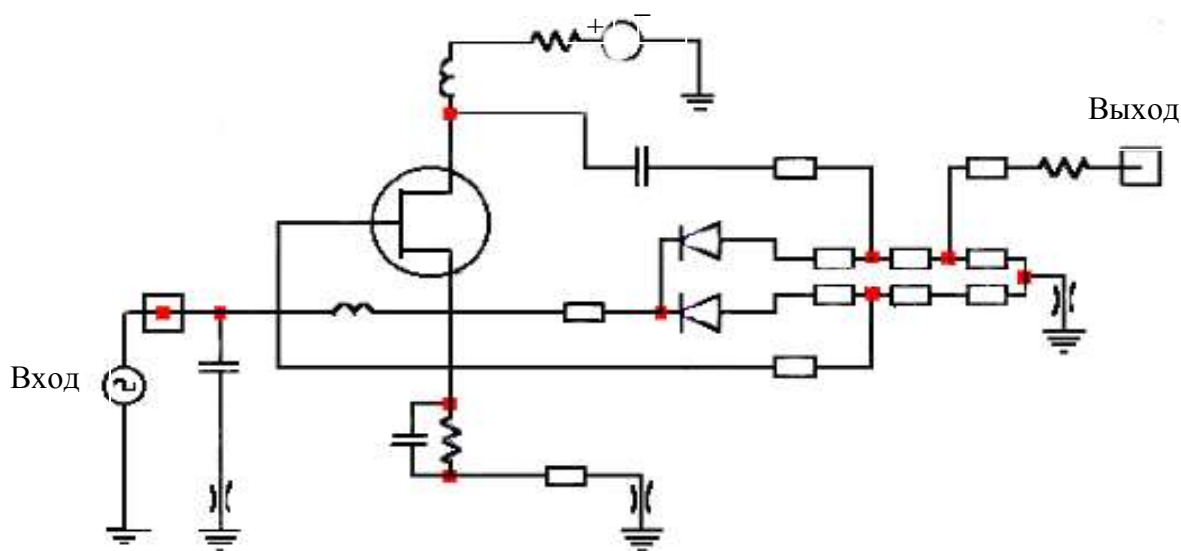


Рис. 1

В качестве активного элемента рассматривались биполярные $n-p-n$ и Ga – As КМОП транзисторы.

Резонансным элементом схемы является микрополосковая линия с заземленной средней точкой, представляющая собой автотрансформатор. Крайние выводы автотрансформатора замкнуты между собой через два

встречно-последовательно соединенных варикапа. Чертеж резонансной схемы показан на рис. 2.

Приведенная резонансная схема реализуется в Serenade с помощью трех последовательно соединенных параллельных микрополосков. Особенности материала подложки, на котором реализованы полосковые линии, отражаются в блоке MicroStrip.

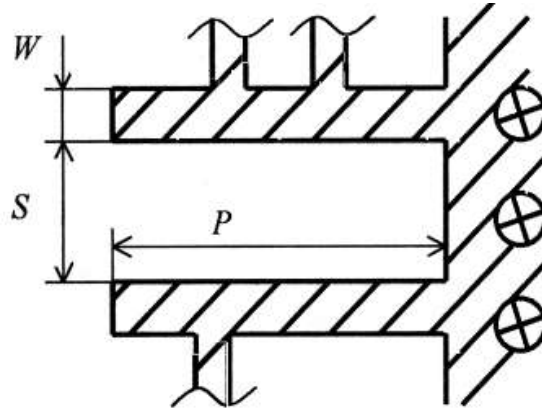


Рис. 2

Ненагруженную добротность системы можно рассчитать исходя из формулы

$$IL = -20 \text{Log} \left(\frac{Q_u - Q_i}{Q_u} \right),$$

где IL – переходные потери в системе, I_i и Q_u – нагруженная и ненагруженная добротность соответственно. Нагруженную добротность Q_i можно найти из выражения

$$B = \frac{f_0}{Q},$$

где B – ширина полосы пропускания системы, f_0 – резонансная частота. S – параметры системы можно измерить. Таким образом, ненагруженную добротность найдем из выражения

$$Q_u = \frac{Q_i}{1 - 10^{-\frac{S_{21}}{20}}}. \quad (1)$$

Для измерения нагруженной добротности такой резонансной схемы промоделирована установка для измерения добротности по схеме, показанной на рис. 3.

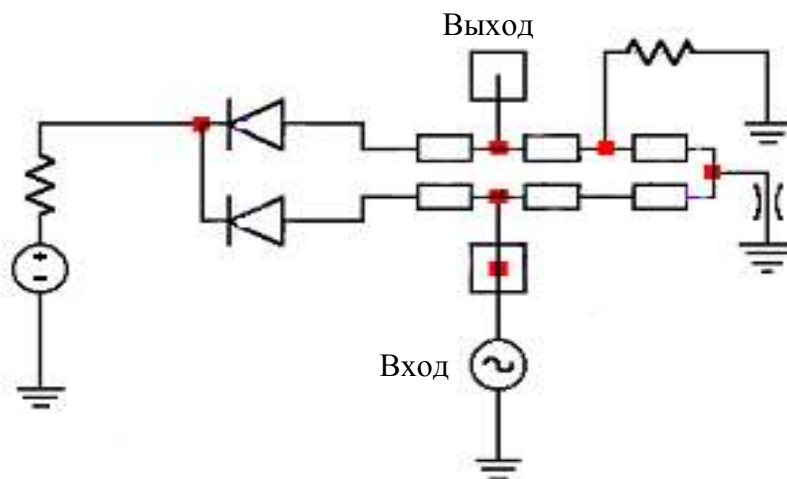


Рис. 3

Добротность измерялась путем исследования передаточной функции S_{21} и вычислялась, исходя из формулы [1]. При напряжении на варикапах, равном 5 В, резонансной частоте 242 МГц и переходной характеристике, показанной на рис. 4, Q_i и Q_u соответственно равны 13 и 43.

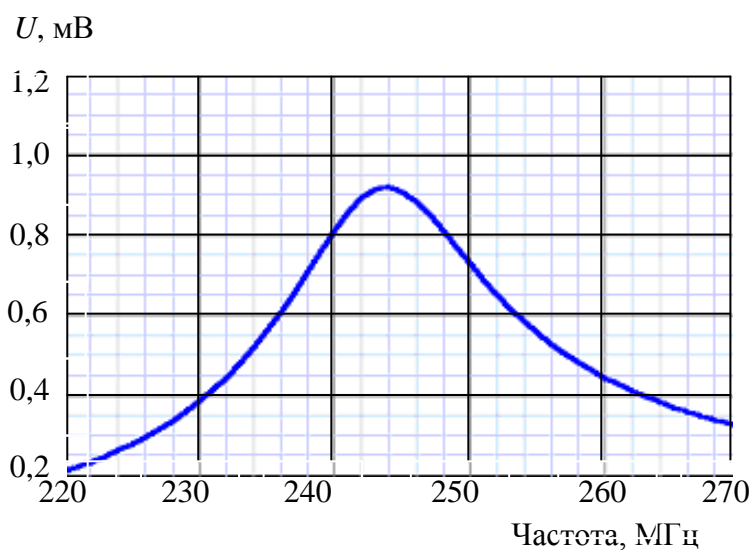


Рис. 4

Низкий уровень добротности объясняется включением варикапов в контур на 100%, заменив варикапы высокодобротным конденсатором можно получить добротность в два раза больше.

Генераторный анализ проводился при напряжении на варикапе в диапазоне 2–20 В, при этом диапазон выходной частоты генератора лежал в пределах 170–340 МГц, как показано на рис. 5.

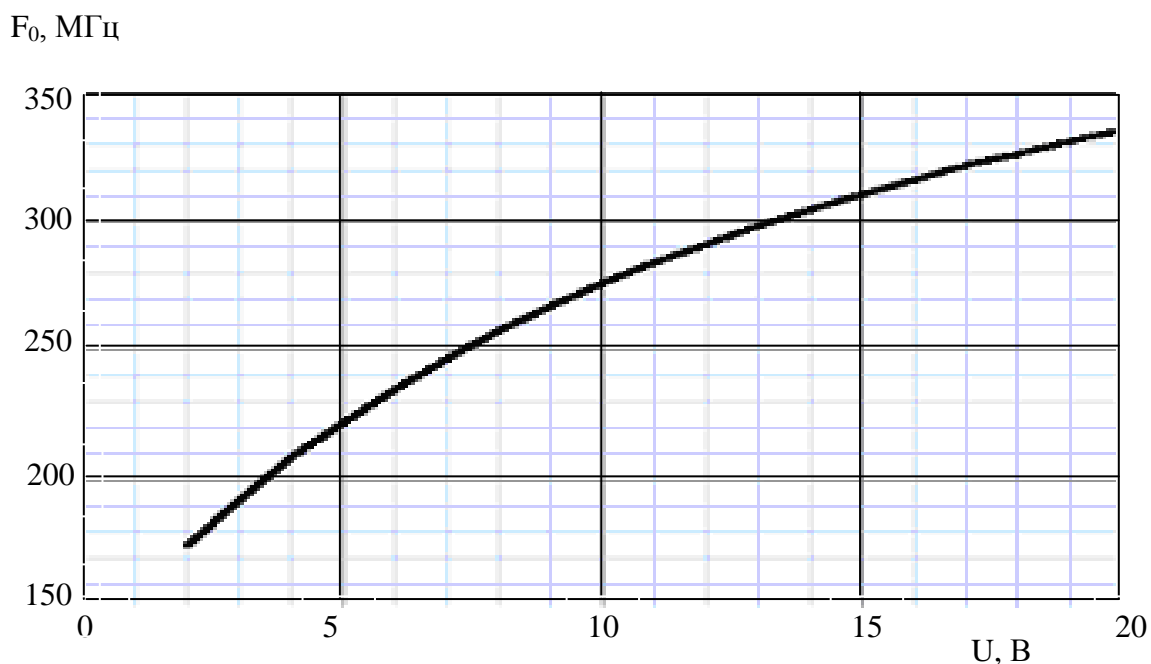


Рис. 5

Уровень шумов полученного генератора изображен на рис. 6.

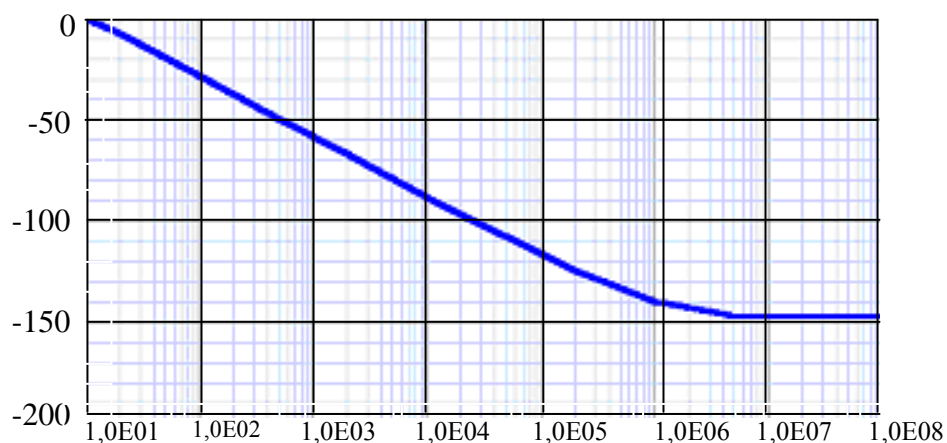


Рис. 6

По результатам моделирования был построен макет. В качестве активного элемента применен GaAs транзистор 3П362, варикапы 2В124. Диапазон перекрываемых частот при таких же входных напряжениях при этом получился 140–340 МГц. Полученный результат показывает приемлемую для инженерных расчетов корреляцию с экспериментальными данными. Шумовая характеристика макета показана на рис. 7.

Изображение получено путем фотографирования экрана анализатора спектра HP8568, в полосе измерения 300 Гц. При пересчете уровня шумов в полосу 1 Гц, получено совпадение результата с точностью до 20%, что приемлемо для инженерных расчетов.

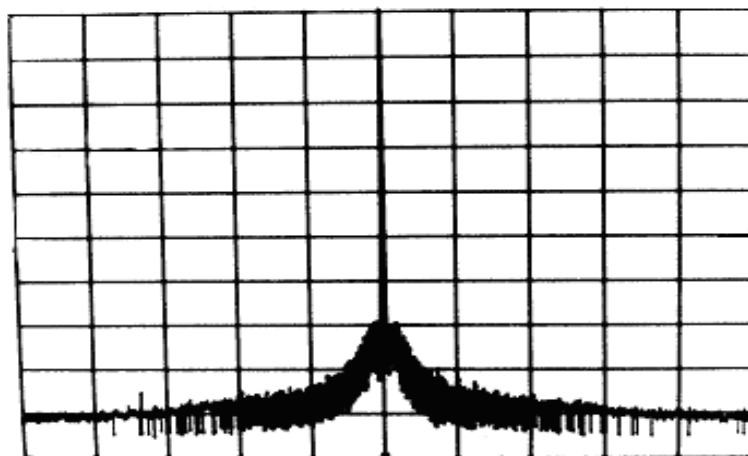


Рис. 7

Основным недостатком в методике предсказания фазовых шумов с помощью компьютерного моделирования является необходимость задавать шумовые характеристики используемых транзисторов и варикапов. К сожалению, производители часто не приводят таких параметров.

Проведенные эксперименты показывают приемлемую для инженерных расчетов точность компьютерного моделирования. Таким образом, при проектировании малошумящих ГУН возможна оценка его шумовых характеристик с помощью моделирования в системе Serenade. При этом необходимо задание шумовых характеристик в модели активных элементов и варикапов.

УДК 537.622.6, 537.635, 621.315.592

**КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ФЕРРИТОВЫХ РЕЗОНАТОРОВ
ВО ВНУТРЕННИХ ЦЕПЯХ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА
В УСИЛИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ РАБОТЫ**

**В. Н. Самолданов, А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*, А. А. Солопов*,
А. Л. Хвалин, А. В. Маринин*, М. Л. Коваленко***

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Исследуется возможность управления коэффициентом усиления биполярного транзистора с помощью внешнего постоянного магнитного поля. Управление от магнитного поля достигается за счёт включения ферритового резонатора в одну или несколько управляющих цепей транзистора. Приведены расчётные характеристики, исследованы возможности получения полосно- пропускающих и полосно- заграждающих режимов работы.

Ключевые слова: биполярный транзистор, ферритовый резонатор, ферромагнитный резонанс, полосно-пропускающий режим, полосно-заграждающий режим.

Computer Simulation of Ferrite Resonators in the Internal Circuits of Bipolar Transistor in the Amplifying Mode

**V. N. Samoldanov, A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, A. A. Solopov,
A. L. Khvalin, A. V. Marinin, M. L. Kovalenko**

There is investigated possibility of control over amplification factor of bipolar transistor using external constant magnetic field. Control by magnetic field is achieved when ferrite resonator is included in one or several control circuits of transistor. There are given calculation characteristics, investigated possibilities of obtaining of band-pass and band-stop modes.

Key words: bipolar transistor, ferrite resonator, band-pass mode, band-stop mode.

В данной работе исследуется возможность управления усилительными свойствами биполярного транзистора СВЧ с помощью ферритового резонатора, помещенного непосредственно в область полупроводникового кристалла. В сравнении со схемой использования ферритового резонатора во внешней цепи транзистора предложенный способ включения обладает рядом преимуществ: уменьшаются потери в линиях передачи, изменяется влияние паразитных емкостей и индуктивностей выводов и корпуса транзистора на рабочий диапазон взаимодействия ферритового резонатора и транзистора, улучшаются масс-габаритные характеристики устройств. Использование ферритовых резонаторов во внутренних цепях транзистора позволяет изменять электрические характеристики всей феррит-транзисторной структуры с помощью внешнего магнитного поля.

Для моделирования транзистора с ферритовым резонатором во внутренних цепях был использован усилитель на основе КТ9189Б (200–470 МГц, $P_{\text{вых}}$ до 2 Вт, $K_{\gamma}=10$ дБ). Эквивалентная схема КТ9189Б представляет собой модель биполярного транзистора Гуммеля-Пуна (SPICE-модель). Параметры эквивалентной схемы были заданы по результатам измерений статических и динамических характеристик транзистора КТ9189Б. Также был подобран зарубежный аналог транзистора КТ9189Б с известными эквивалентными SPICE-параметрами – 2N6679A(Nec).

Предполагается, что ферритовый резонатор [1] представляет собой сосредоточенный элемент, индуктивно связанный с токоведущими проводниками эмиттера, базы и коллектора транзистора. В качестве модели ферритового резонатора был использован параллельный контур. Проведенные численные эксперименты с использованием компьютерных САПР подтверждают возможность использования эквивалентного LC-контура в связи с тем, что полученные частотные характеристики повторяют частотные характеристики соответствующего ферритового резонатора, находящегося во внешнем магнитном поле. При этом алгоритм моделирования существенно упрощается.

Эквивалентная схема рассматриваемого усилителя с транзисторами КТ9189Б и 2N6679А включения ферритового резонатора приведена на рис. 1 (варианты А, В, С).

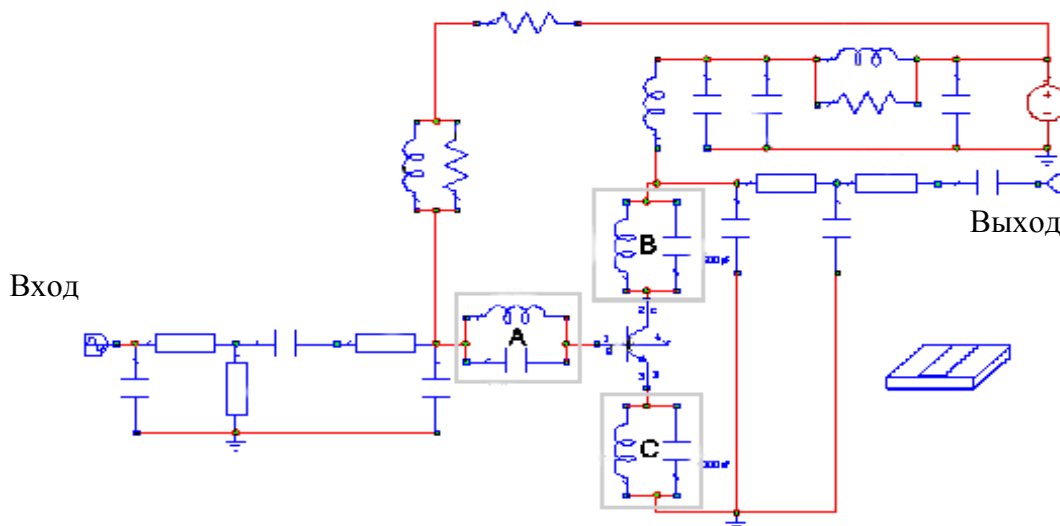


Рис. 1. Схема усилителя на основе транзисторов КТ9189Б и 2N6679А с ферритовым резонатором в цепях базы (А), коллектора (В) и эмиттера (С)

Предложенная модель феррит-транзисторных структур позволяет проводить расчеты различных типов в соответствующих рабочих диапазонах частот [2, 3].

Для получения полосно-заграждающего режима работы усилителя ферритовый резонатор устанавливается непосредственно на токоведущий проводник эмиттерной, базовой и коллекторной цепи транзистора. В данном случае ферритовый резонатор представляется параллельным LC -контуром.

АЧХ усилителей с транзисторами КТ9189Б и 2N6679А с ферритовым резонатором в различных цепях транзистора, работающих в полосно-заграждающем режиме, представлены на рис. 2-7.

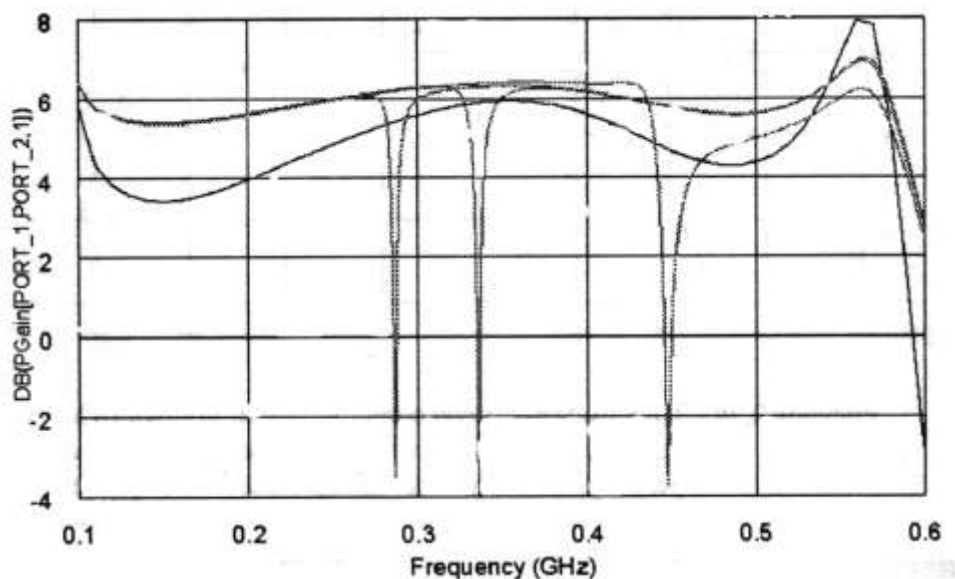


Рис. 2. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе 2N6679А (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь базы) для различного внешнего магнитного поля

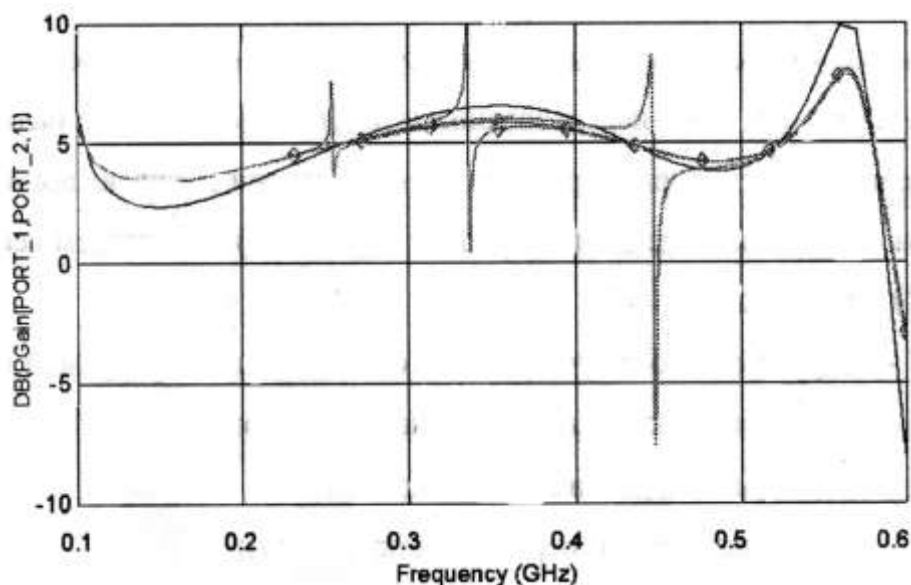


Рис. 3. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе 2N6679A (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь коллектора) для различного внешнего магнитного поля

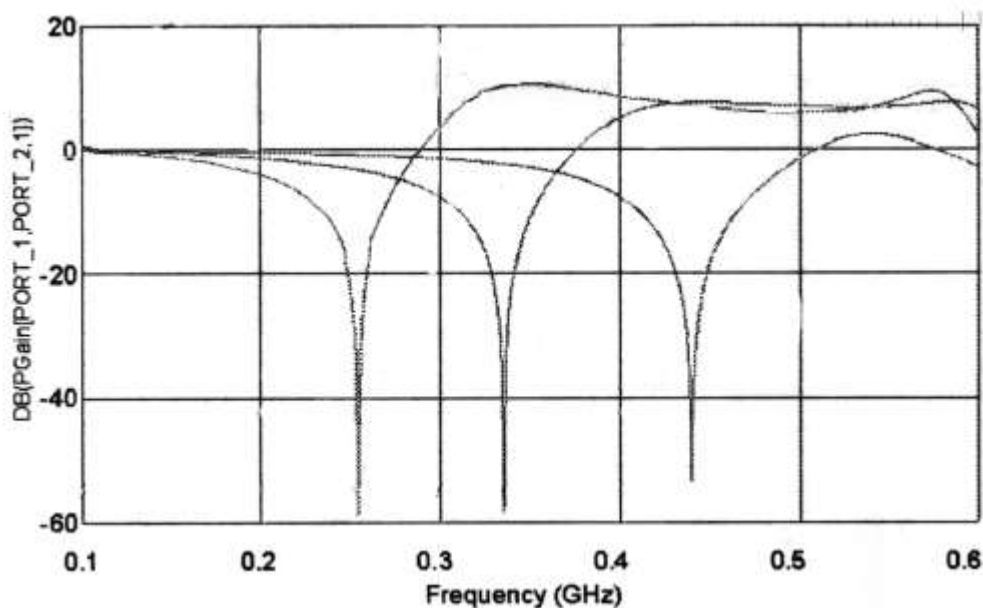


Рис. 4. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе 2N6679A (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь эмиттера) для различного внешнего магнитного поля

При взаимодействии ферритового резонатора с цепью базы (см. рис. 2, 5) из первоначальной АЧХ усилителя вырезается узкая полоса (20–25 МГц), которая может плавно перемещаться по АЧХ при изменении напряженности внешнего магнитного поля.

Следовательно, усилитель на основе транзистора 2N6679A, в отличие от усилителя на КТ9189Б, является менее чувствительным к изменению нагруз-

ки во входной цепи. Поэтому ферритовый резонатор практически не искажает исходную АЧХ усилителя на 2N6679А за пределами узкой полосы ферромагнитного резонанса (см. рис. 2). Для усилителя на КТ9189Б ферритовый резонатор при больших магнитных полях сильно искажает АЧХ во всем рабочем диапазоне, что свидетельствует о рассогласовании транзистора с внешними цепями (см. рис. 5).

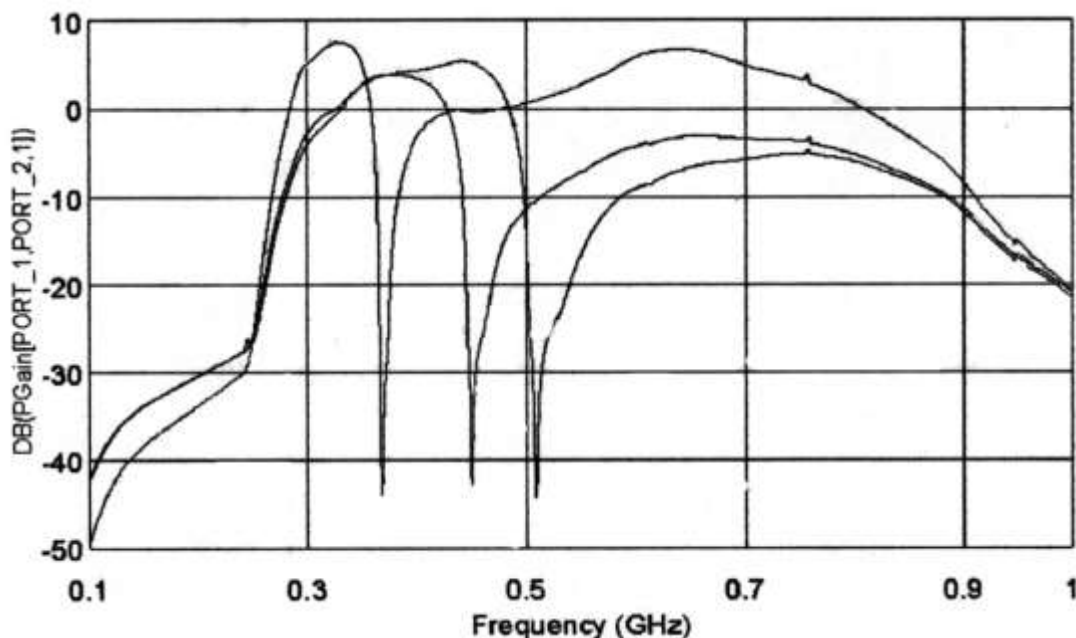


Рис. 5. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе КТ9189Б (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь базы) для различного внешнего магнитного поля

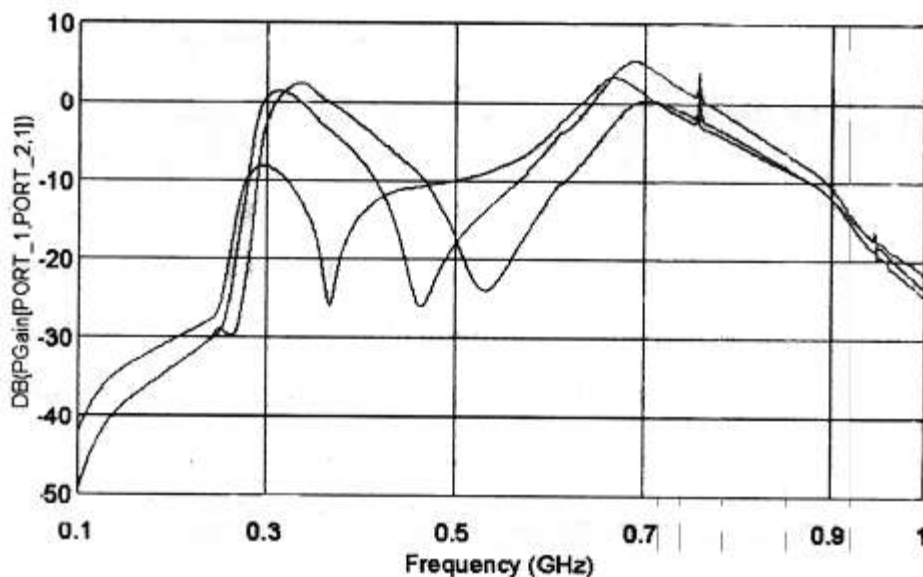


Рис. 6. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе КТ9189Б (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь эмиттера) для различного внешнего магнитного поля

В цепи коллектора (выходной цепи усилителя) ферритовый резонатор оказывает незначительное влияние на характеристики усилителя (см.

рис. 3, 7), поэтому линии поглощения составляют порядка 10–15 МГц. Кроме того, в области ферромагнитного резонанса АЧХ усилителя имеет как поглощение, так и увеличение усиления. Это говорит о том, что в цепи коллектора ферритовый резонатор является элементом обратной связи (положительной и отрицательной).

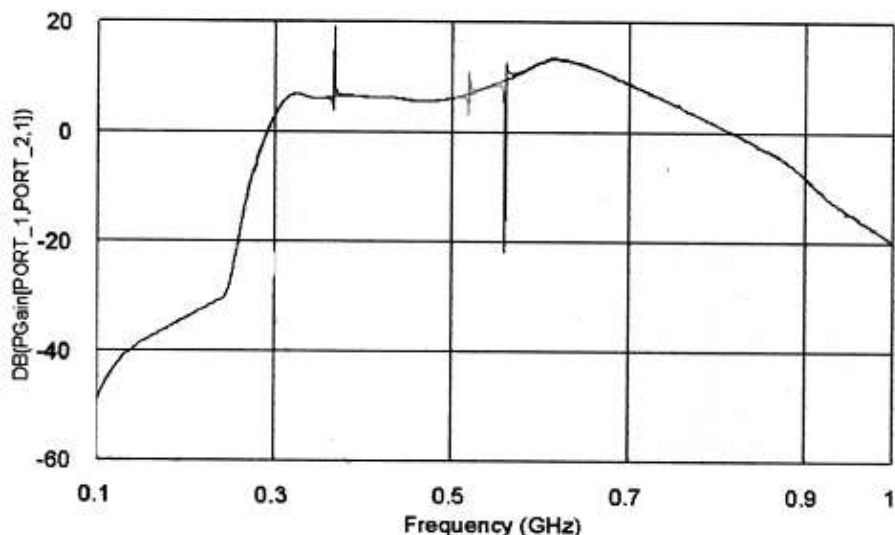


Рис. 7. Коэффициент усиления усилителя на транзисторе КТ9189Б (полосно-заграждающий режим при включении параллельного контура в цепь коллектора) для различного внешнего магнитного поля

При помещении феррита в цепь эмиттера (см. рис. 4, 6) наблюдается поглощение в довольно широкой полосе относительно частоты ферромагнитного резонанса (40–100 МГц). Это объясняется тем, что в цепи эмиттера в схеме включения транзистора с общим эмиттером ферритовый резонатор рас-согласовывает усилитель практически во всем рабочем диапазоне.

Таким образом, для реализации полосно-заграждающего режима работы наиболее целесообразным является помещение ферритового резонатора во входную цепь усилителя (цепь базы).

Кроме взаимодействия ферритового резонатора с одним из внутренних проводников транзистора, качественно моделировалась индуктивная связь двух внутренних проводников транзистора через ферритовый резонатор. Для этого каждый из этих проводников представлялся индуктивностью, а ферритовый резонатор – параллельным LC -контуром, индуктивно связанным с индуктивностями двух соседних проводников. Степень взаимодействия проводников транзистора и ферритового резонатора (т.е. геометрическое расстояние от резонатора до каждого из проводников) определяется величиной коэффициента связи соответствующих индуктивностей.

Различные способы включения ферритового резонатора в эквивалентную схему транзистора представлены на рис. 8.

Для определения оптимального расположения ферритовой сферы на кристалле транзистора моделировались различные варианты расположения ферритового резонатора (см. рис. 8).

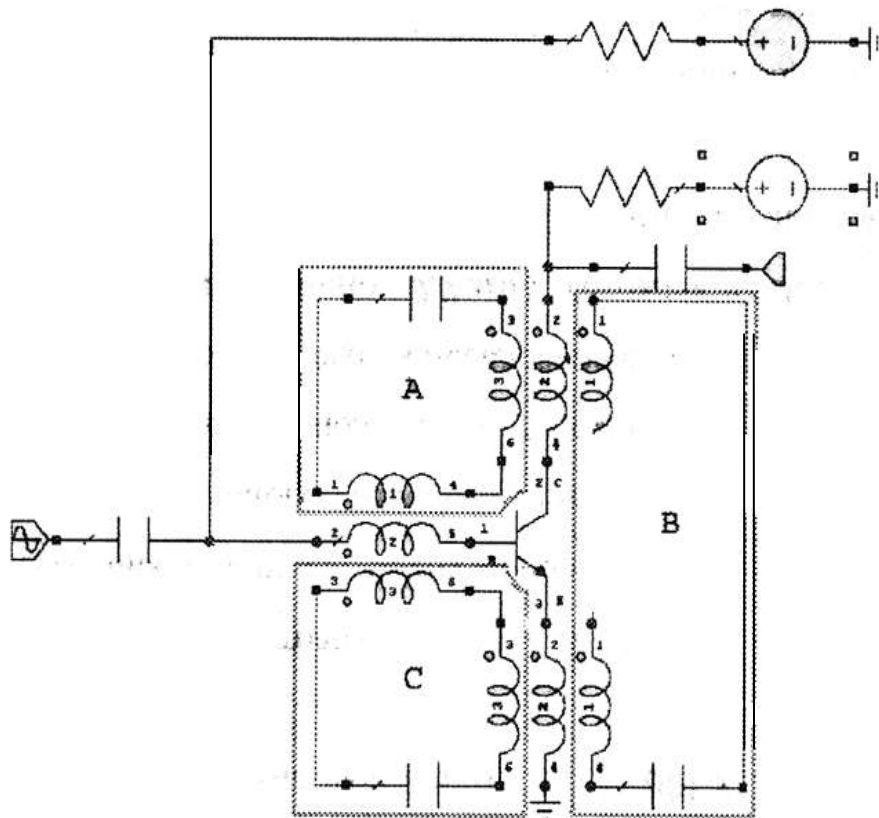


Рис. 8. Схема усилителя с ферритовым резонатором в цепях база-коллектор (А), эмиттер-коллектор (В) и эмиттер-база (С) транзистора 2N6679А

АЧХ усилителя для вариантов взаимодействия А, В и С представлены на рис. 9, 10 и 11 соответственно. Для всех вариантов А, В и С в схеме усилителя ферритовый резонатор является элементом обратной связи (положительной и отрицательной), т.е. ферритовый резонатор позволяет с помощью магнитного поля управлять коэффициентом усиления во всем рабочем диапазоне транзистора.

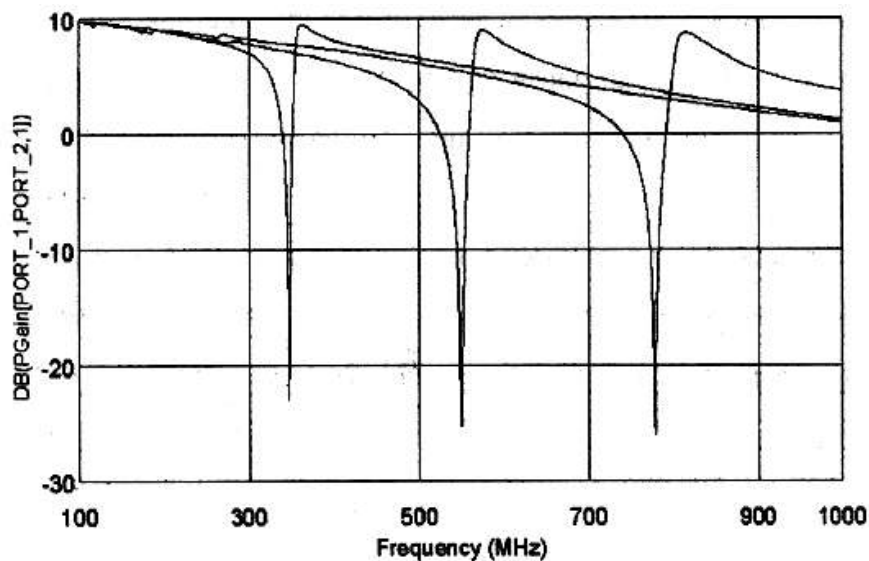


Рис. 9. Коэффициент усиления усилителя с транзистором NE46100/CEL (полосно-заграждающий режим при включении индуктивно связанного контура между цепями базы и эмиттера) для различного внешнего магнитного поля

Результаты проведенных исследований позволяют сделать вывод о возможности размещения ферритового резонатора непосредственно в области полупроводникового кристалла транзистора для управления усилительными свойствами транзистора путем изменения напряженности внешнего магнитного поля. Представляется перспективным использование подобных структур для управления электрическими параметрами биполярных транзисторов и создания на их основе радиоэлектронных устройств нового типа.

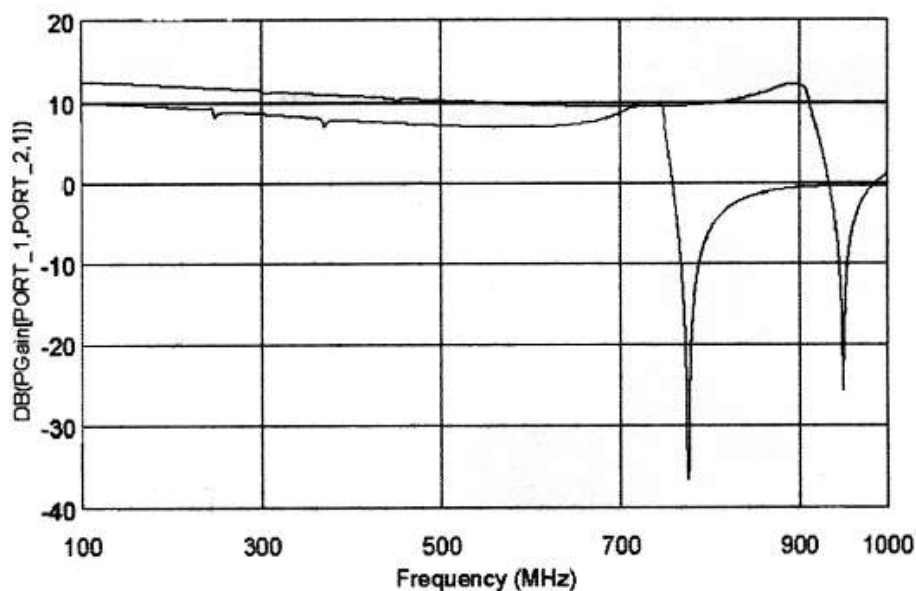


Рис. 10. Коэффициент усиления усилителя с транзистором NE46100/CEL (полосно-заграждающий режим при включении индуктивно связанного контура между цепями базы и коллектора) для различного внешнего магнитного поля

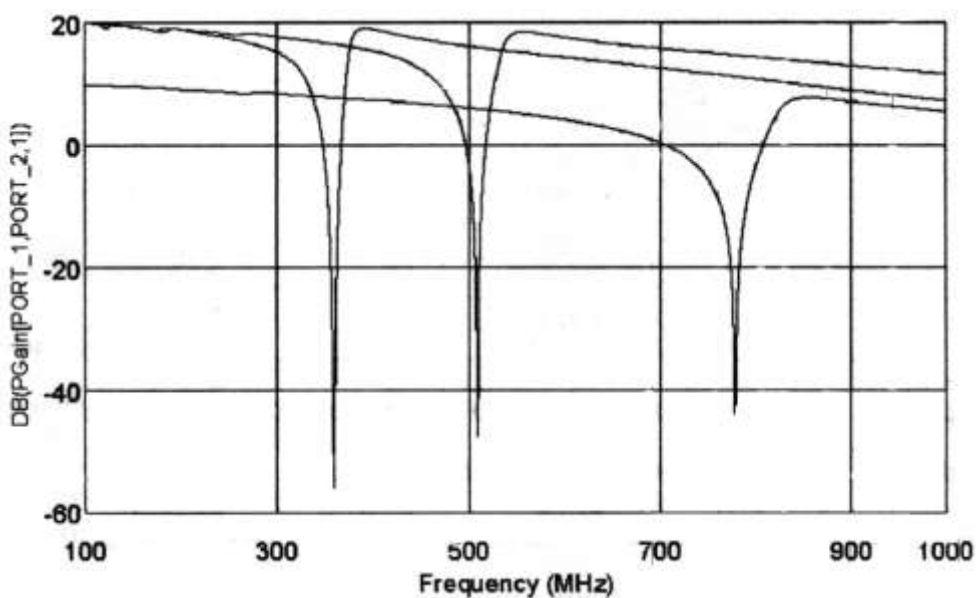


Рис. 11. Коэффициент усиления усилителя с транзистором NE46100/CEL (полосно-заграждающий режим при включении индуктивно связанного контура между цепями коллектора и эмиттера) для различного внешнего магнитного поля

Использование ферритовых резонаторов во внутренних цепях биполярного транзистора также позволяет реализовать полосно-пропускающий режим работы. Для этого ферритовый резонатор необходимо включать в разрыв эмиттерной, базовой или коллекторной цепей транзистора. Модель ферритового резонатора в этом случае представляется последовательным LC-контуром. Для получения усиления в таком режиме работы транзистора необходимый уровень усиления должен составлять порядка 15–17 дБ. В рамках данной работы полосно-пропускающий режим не исследовался.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Гуревич А. Г.* Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М., 1973. С. 574.
2. <http://www.mwoffice.com>
3. Microwave Journal. August. 2001. P. 146.

УДК 004,533.9.082.74

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР MWO 2002 ДЛЯ ПОДГОТОВКИ СПЕЦИАЛИСТОВ-РАЗРАБОТЧИКОВ СВЧ - УСТРОЙСТВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ

**А. А. Солопов*, А. В. Ляшенко*, А. А. Игнатьев, А. В. Прозоркевич,
А. Л. Хвалин, Л. С. Сотов, А. В. Васильев***

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Рассмотрена методика преподавания САПР MWO 2002 при подготовке инженеров- физиков в Саратовском университете. Приведены общие сведения об используемых в MWO 2002 математических методах моделирования, возможностях при анализе усилительных, генераторных схем и электродинамических структур.

Ключевые слова: Математические методы моделирования, электродинамический анализ, методы оптимизации, методы анализа автогенераторов, матрица рассеяния.

Using of SAPR MWO 2002 for Training of Specialists – Developers of SHF Information Protection Devices.

**A. A. Solopov, A. V. Lyashenko, A. A. Ignatiev, A. V. Prozorkevich,
A. L. Khvalin, L. S. Sotov, A. V. Vasyliiev**

The methods of teaching SAPR MWO 2002 for training of engineers – physicists in Saratov university, are presented. There is general information about mathematical methods of

modeling, using in MWO 2002, possibilities for analysis of amplifying, oscillating and electro-dynamic systems.

Key words: mathematical methods of modeling, electro-dynamic analysis, optimization methods, methods for analysis of oscillators, scattering matrix.

Применение компьютеров в учебных целях существенно повышает качество и интенсивность учебного процесса. В качестве примера можно привести универсальные пакеты математических вычислений «Maple», «Mathcad», «Matlab» или системы автоматизированного проектирования узлов и механизмов типа “AutoCad”. Они полезны в преподавании многих естественно-научных дисциплин, например, для ускорения выполнения математических операций, обработки результатов экспериментов, построения графиков и чертежей. Не меньшей универсальностью обладают и лингвистические пакеты – системы машинного перевода и электронные словари.

При обучении физическим специальностям большое значение имеют специализированные программные средства, ориентированные на конкретные физические явления. Существует множество разнообразных программ, специализированных под такие направления, как гидродинамика, теплофизика, сопротивление материалов, электротехника, радиоэлектроника и т.п. Естественной, объединяющей математической основой таких программ являются методы решения дифференциальных уравнений, обыкновенных либо в частных производных. Такие методы уже достаточно хорошо разработаны и стандартизированы для уровня сложности учебных задач. Поэтому достоинства или недостатки многочисленных конкурирующих пакетов определяются в значительной степени качеством их интерфейса и эффективностью использования ресурсов компьютера.

Кафедра общей физики Саратовского государственного университета, наряду с преподаванием курсов общей физики, аккредитована для подготовки инженеров-физиков по специальности 010400 «Физика» с новой специализацией 010440 «Физические методы и средства защиты информации». В рамках этой специальности студенты получают фундаментальные знания физических основ функционирования микроэлектронных СВЧ-приборов, включая новые разработки в области магнитоэлектроники СВЧ, ведущиеся на кафедре [1]. Важное место занимает выработка практических навыков проектирования новых типов полупроводниковых СВЧ-устройств. С учетом интенсивности развития новых направлений в микроэлектронике, методов и средств защиты информации, создавать дорогостоящую лабораторную базу, состав технических средств которой необходимо обновлять через 2–3 года, нецелесообразно. Эту часть обучения можно с успехом организовать в “виртуальном” режиме на компьютере, с последующим закреплением полученных навыков в процессе производственной практики на действующих предприятиях.

Такая схема обучения инженеров-физиков реализована на кафедре общей физики Саратовского государственного университета на основе блока специальных учебных и учебно-научных лабораторий и практикумов, научных, технологических и производственных подразделений фи-

лиала кафедры в ОАО «Тантал-КБ критических технологий» и ЗАО ОКБ «Тантал-Наука». В рамках конкурса, проведенного в 2002 г. ОАО «Родник Софт», кафедра выиграла грант на программный пакет Microwave Office 2002 (MWO 2002), фирмы Applied Wave Research, Inc [2]. Фирма является одним из лидеров в области программного обеспечения для разработки и проектирования телекоммуникаций и сотовой связи. Приобретение учебной лицензии объемом 20 рабочих мест позволило интегрировать в учебный процесс одну из лидирующих на рынке САПР СВЧ-схем.

MWO 2002 – это современный профессиональный пакет автоматизированного проектирования активных и пассивных СВЧ-схем и устройств, обеспечивающий на современном уровне потребности учебно-научного процесса, включая задачи научной и конструкторской работы по моделированию перспективных приборов магнитоэлектроники СВЧ, разрабатываемых на кафедре. Важным моментом, повышающим эффективность использования MWO 2002, является экспериментальное макетирование различных СВЧ-схем и устройств, и сравнение расчетных данных с результатами эксперимента. Интересным с методической точки зрения является использование MWO 2002 для изучения электромагнитных процессов в ферритовых микроструктурах, входящих в состав СВЧ-элементов, включая нелинейные, насыщенные и ненасыщенные состояния ферритов различных типов. MWO 2002 используется при выполнении лабораторных, курсовых и дипломных работ в научной работе аспирантов и докторантов. Пакет установлен в серверном варианте и функционирует в локальной сети под управлением операционной системы Windows 2000 на компьютерах класса Pentium III. Время моделирования задач учебного уровня составляет не более нескольких секунд, поэтому учебное время студентов используется достаточно эффективно.

Пакет Microwave Office 2002 выполнен в форме стандартного Windows приложения, имеет чисто графический, интуитивно понятный интерфейс, поэтому достаточно легко осваивается студентами. Наряду с этим он обладает широкими функциональными возможностями, такими, как расчет линейных и нелинейных СВЧ-схем методами гармонического баланса и рядов Вольтерра, расчет планарных электродинамических структур методом Галеркина, настройка параметров схемы в реальном режиме времени, оптимизация устройства по заданным критериям и многое другое [2].

Графические возможности модуля электродинамического анализа позволяют пользователю наблюдать цветное трехмерное анимационное изображение токов высокой частоты, на котором отображается не только амплитуда, но и направление этих токов, что позволяет получить более полное представление о физике СВЧ-процессов в различных структурах. Пользователь в процессе моделирования имеет возможность с помощью движковых регуляторов (тюнеров) изменять многие параметры моделей, например, отношение сигнал/шум или уровень нелинейных искажений третьего порядка и тут же наблюдать за изменением результатов моделирования на графиках. Большую учебно-методическую ценность представляет

обширная (несколько сотен) библиотека моделей и готовых примеров для расчета стандартных схем, которые входят в состав пакета. Руководство пользователя MWO 2002 содержит большое количество конкретных примеров.

Очередная версия MWO 2002 обогатилась возможностью совместного моделирования устройств цифровой обработки сигналов и аналоговых схем СВЧ [3]. Такой подход при построении САПР обеспечивает уникальную возможность расчета характеристик таких систем в рамках одного пакета программ. Применяемый вычислительный алгоритм моделирования позволяет эффективно обрабатывать большие потоки данных в реальном времени. При этом сохранилось замечательное свойство масштабируемости: любая смоделированная схема может быть вмонтирована как подсхема в другое устройство. Сочетание таких качеств представляет большую ценность именно для учебно-научной работы по новым направлениям радиотехнического и радиофизического профилей. Следующая версия программы, анонсированная на апрель 2003 г., включает несколько принципиальных нововведений, нацеленных на повышение эффективности проектирования высокочастотных (RF) устройств и СВЧ монолитных микросхем (МММС). Например, быстродействие системы моделирования увеличилось в среднем в 500 раз, что дает возможность настраивать сложные нелинейные схемы в режиме реального времени так же, как раньше обрабатывались линейные схемы. Новая реализация алгоритмов гармонического баланса обеспечивает быструю сходимость при моделировании больших схем с сильно выраженной нелинейностью. Повышенное быстродействие системы моделирования повышает качество статистического анализа и оптимизации [4].

В новой версии компания AWR реализовала вычислительное ядро, интегрирующее собственную математику и алгоритмы HSPICE компании Synopsys. В результате взаимодействия двух компаний стала возможной разработка новых моделей, библиотек элементов и измерений, использующих анализ во временной области. Доступные ранее только для анализа в частотной области EM модели микрополосковых и щелевых линий теперь можно будет использовать как стандартные SPICE элементы. Аналогичным образом будут поддерживаться элементы, описанные матрицами S-параметров. Другим важным нововведением будет интерфейс EM Socket, использующий COM технологию для интеграции с системами моделирования других фирм. Например, благодаря новым возможностям в EM структурах станет возможным триангулярное разбиение, которое упрощает моделирование неортогональных планарных объектов. Сам пакет Microwave Office также может быть использован в качестве вычислительного ядра. Например, компания Mician использует COM модули компаний AWR и CST в своем пакете μ Wave Wizard.

Проиллюстрируем методику использования MWO 2002 в учебном процессе кафедры на примере семестрового спецкурса «Моделирование полупроводниковых приборов и устройств на их основе». На первом этапе

студенты слушают обзорные лекции по математическим методам моделирования, которые используются в численных алгоритмах пакета. Главное внимание уделяется методам анализа нелинейных уравнений, таким как асимптотические разложения и ряды Вольтерра, а также методам расчета распределенных электромагнитных структур. Изложение иллюстрируется примерами схем, которые позднее будут предложены студентам для компьютерного эксперимента.

На втором этапе студенты осваивают правила работы с MWO 2002 непосредственно на компьютерах. Программа имеет удобный интерфейс, обширное справочное руководство по доступным функциям и используемой элементной базе, поэтому начальный уровень пользователя достигается за 1–2 занятия. После этого студенты приступают к выполнению цикла лабораторных работ, результаты которых хранятся в файлах отчетов. Типовые работы включают моделирование СВЧ-резисторов, индуктивностей и конденсаторов, биполярного и полевого транзисторов, исследование работы генераторов, электродинамический анализ планарных фильтров, разветвителей и т.д. Результаты компьютерного моделирования выборочно контролируются с помощью известных аналитических формул. Приведем пример такой проверки качества моделирования с помощью программы аналитических вычислений Maple 8. Рассматривается простая нелинейная схема выпрямителя с фильтром (рис. 1).

Такая схема описывается системой двух дифференциальных уравнений

$$\begin{aligned} LC_2 u'' + (L/R_n + RC_2)u' + (1 + R/R_n)u &= e - v, \\ R_n C_1 v' - R_n C_2 u' &= C_1 R_n e' + u - R_n i_d(v), \end{aligned}$$

где $u(t)$ – напряжение на выходе, $v(t)$ – напряжение на диоде, $e(t)$ – гармоническое напряжение источника, R_n – сопротивление нагрузки (порт). Вольт-амперная характеристика диода моделируется стандартной зависимостью

$$i_d(v) = I_0 (e^{av} - 1), \quad a = \frac{q}{\mu kT},$$

где e – заряд, k – постоянная Больцмана, T – температура и μ – параметр неидеальности. Система дифференциальных уравнений решается математическим пакетом Maple 8 методом Рунге-Кутты, затем результаты сопоставляются с решением, полученным в САПР MWO 2002. Хорошее согласие обеспечивается только в режиме большого сигнала, однако при уменьшении входного напряжения ошибка растет и может достигать 10-15% в режиме малого сигнала. Такая процедура позволяет студентам лучше понять математическую модель изучаемой схемы и методы ее моделирования.

Еще одна, очень ценная в методическом отношении, возможность MWO 2002 – это режим “Tune”, позволяющий настраивать в режиме реального времени с помощью ползунков множество параметров схемы. На-

пример, даже для простой цепи, изображенной на рис. 1, число настраиваемых параметров составляет 10, а для сложных схем их может быть несколько сотен. Процесс настройки показан на рис. 2.

Не менее полезна и функция оптимизации, которая позволяет настраивать эти же параметры так, чтобы достигался максимум некоторой целевой функции.

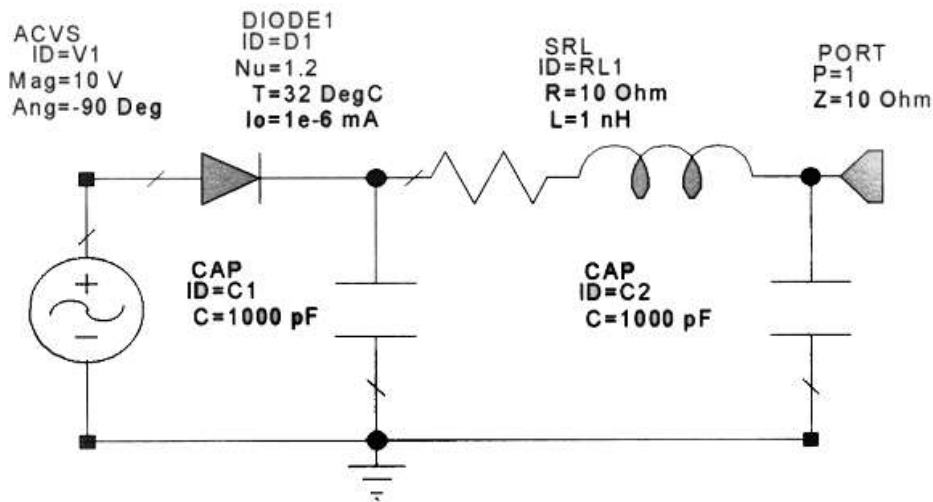


Рис. 1. Учебный пример для тестирования программы

Большое внимание при обучении специалистов-разработчиков уделяется методам анализа автогенераторов, так как такая задача является нетривиальной для любой системы компьютерного моделирования. Основной проблемой здесь является предварительная оценка возможной частоты генерации, особенно для высокочастотных схем. Анализ генераторов осуществляется обычно либо в частотной области (методом гармонического баланса), либо во временной области путем прямого решения дифференциальных уравнений. MWO 2002 использует метод гармонического баланса и включает расширенные возможности анализа фазового шума, точного определения частоты генерации и спектра в режиме большого сигнала, включая ложные гармоники. Для этой цели в составе пакета имеется несколько инструментов, главными из которых являются специальные измерительные зонды OSCAPROBE и OSCTEST.

Основным элементом является генераторный зонд OSCAPROBE, который представляет собой сочетание источника напряжения и идеального элемента, обеспечивающего короткое замыкание на основной частоте и разомкнутую цепь на остальных частотах. Устройство включается в схему между резонатором и активным элементом генератора. Зонд не изменяет режима работы схемы, если его частота и амплитуда совпадают с соответствующими параметрами генератора в установившемся режиме. Таким образом, моделирование заключается в подборе частоты и амплитуды зонда, при которых через него не течет ток. Такой анализ занимает меньше времени по сравнению со стандартным методом гармонического баланса.

Другой измерительный зонд OSCTEST предназначен для контроля петлевого усиления генераторов и представляет собой четырехполюсник с матрицей рассеяния

$$S_{12}=S_{41}=S_{23}=1.0 \text{ при } f < f_c,$$

$$S_{12}=S_{21}=S_{41}=1.0 \text{ при } f > f_c,$$

остальные коэффициенты равны нулю. Элемент OSCTEST используется для разрыва цепи обратной связи генератора в обратном направлении на частоте среза f_c .

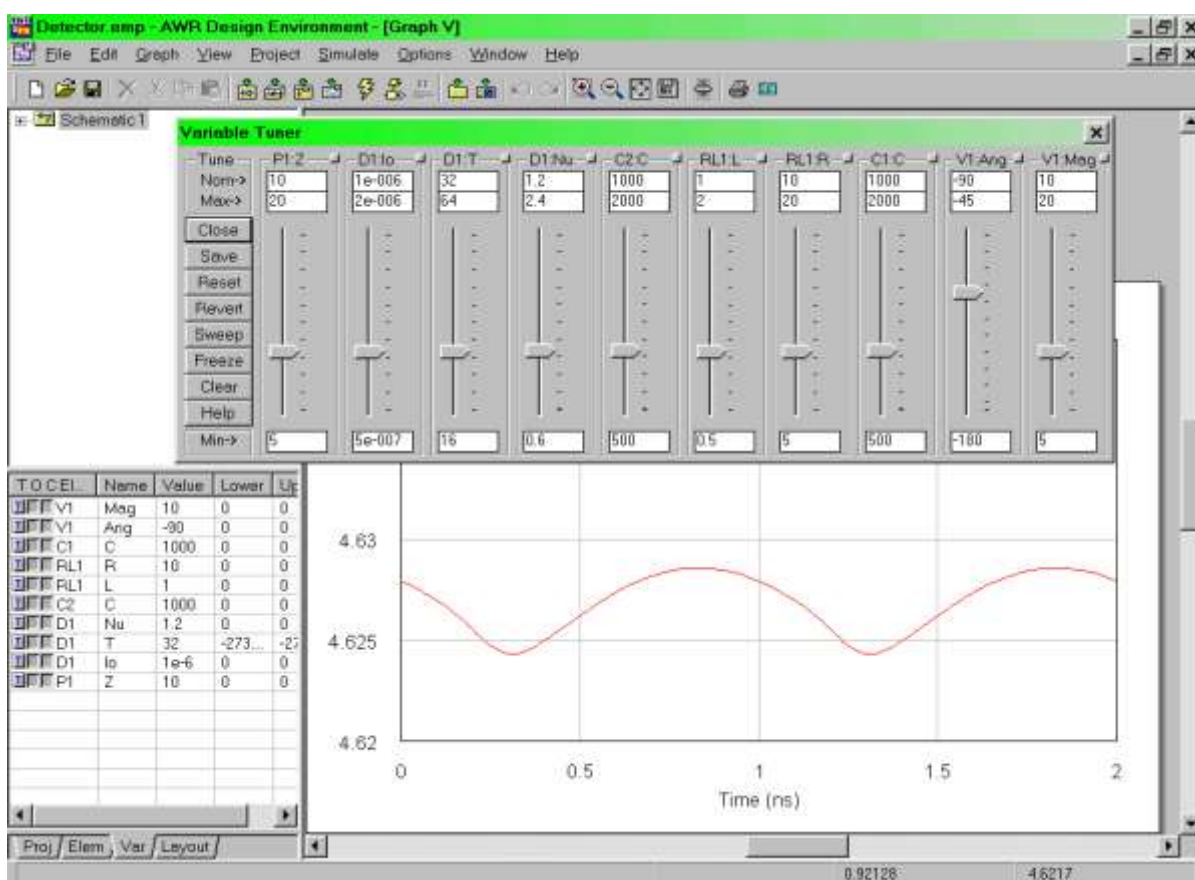


Рис. 2. Внешний вид панели инструментов MNO-2002 в режиме настройки схемы, изображенной на рис. 1

При этом источник, подключаемый к порту 3, заменяет сигнал обратной связи, а сама реакция измеряется на выводе 4. Это позволяет определить петлевое усиление схемы в условиях большого сигнала. Рис. 4 поясняет использование элемента OSCTEST. К порту 1 подводится большой сигнал и измеряется параметр S_{21} на частоте генерации. Частота среза f_c устанавливается так, чтобы ее значение лежало в интервале между основной частотой и частотой второй гармоники. В режиме слабого сигнала величина $|S_{21}|$ должна быть больше единицы (условие возбуждения). При увеличении уровня сигнала $|S_{21}|$ уменьшается из-за насыщения каскада, пока при некоторой частоте не будет выполняться условие $|S_{21}|=1$ при $\text{Im } S_{21}=0$.

Эта частота и соответствует частоте колебаний генератора. Предварительно схема настраивается так, чтобы в режиме малого сигнала выполнялось условие $|S_{21}| > 1$ при $\text{Im } S_{21} = 0$ на предполагаемой частоте генерации. При увеличении сигнала частота, соответствующая нулевой фазе, сдвигается, поэтому схему нужно подстроить, чтобы сохранить желаемую частоту генерации.

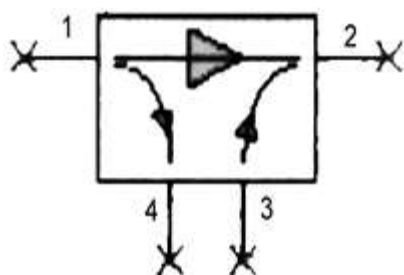


Рис. 3. Измерительный элемент OSCTEST

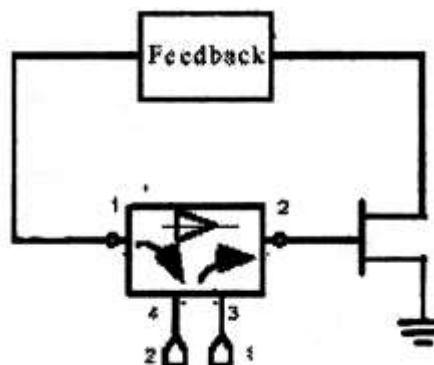


Рис. 4. Схема включения элемента OSCTEST для контроля петлевого усиления

Программный пакет MWO 2002 применяется при изучении таких специальных курсов, как «Основы передачи и приема радиосигналов», «Технические средства защиты информации», «Физические основы микроэлектроники» и др. Большую пользу приносит использование MWO 2002 при выполнении дипломных работ, позволяя исследовать устройства и схемы, которые трудно и дорого реализовать в виде экспериментальных макетов. Перспективы становления новой специализации 010440 «Физические методы и средства защиты информации» тесно связаны с развитием телекоммуникационного сектора электронной промышленности, сетей сотовой и спутниковой связи. Динамично развивающиеся стандарты связи GSM и CDMA предъявляют высокие требования к уровню подготовки выпускников данной специализации. Использование профессиональных САПР класса Microwave Office окажет существенную помощь в решении этой задачи.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А. А.* Гетеромагнитная электроника – основа создания нового поколения многофункциональных сверхширокополосных активных радиокомпонент XXI века // Актуальные проблемы электронного приборостроения. АПЭП-98: Материалы междунар. научн.-техн. конф. Саратов, 1998.
2. <http://www.mwoffice.com>
3. Microwave Journal. August. 2001. P. 146.
4. Microwave Journal. March. 2003. P. 1.

ОСНОВНЫЕ ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ МАЛОШУМЯЩИХ ГУН ДЛЯ СВЧ-СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

Н. М. Тихомиров, С. Г. Зародин, Д. Н. Рахманин, А. В. Ерошин

ОАО «Концерн "Созвездие"»
Россия, 394018, Воронеж, Плехановская, 14
E-mail: office@sozvezdie.su

Рассмотрены вопросы поиска наиболее эффективных путей разрешения противоречия между шириной полосы перестройки генератора управляемого напряжением и снижением фазовых шумов, чтобы приблизиться к потенциально достижимому уровню фазовых шумов при заданных требованиях к центральной частоте и диапазону перестройки.

Ключевые слова: генератор управляемый напряжением (ГУН), фазовые шумы, диапазон перестройки частот, СПМ фазового шума.

The Main Tasks of Design of Kow-Noise VCO for SHF Frequency Synthesizers

N. M. Tikhomirov, S. G. Zarodin, D. N. Rakhmanin, A. V. Yeroshin

Problems of searching for the most effective ways for resolution of contradictions between the width of band tuning of voltage controlled oscillator and the reducing of phase noise, to approximate to achievable phase noise for given center frequency and tuning band requirements.

Key words: voltage controlled oscillator (VCO), phase noise, tuning range of frequency, PSD of phase noise.

Управляемые генераторы имеют следующие основные характеристики:

- 1) диапазон перестройки;
- 2) фазовые шумы при заданной отстройке от несущей.

Названные выше характеристики могут быть преобразованы в показатели качества, так как

- чем больше диапазон перестройки при прочих равных условиях (в частности, при тех же фазовых шумах), тем лучше генератор;
- чем меньше фазовые шумы при прочих равных условиях (в частности, при том же диапазоне перестройки), тем лучше генератор.

Требования к диапазону перестройки и фазовым шумам при реализации ГУН вступают в противоречие.

Для снижения фазовых шумов необходимо увеличивать нагруженную добротность колебательной системы и мощность колебаний в контуре. При этом возрастает амплитуда переменного напряжения на варикапе (при заданном месте его включения в колебательную систему) и уменьшаются достижимые пределы изменения емкости за счет изменения управляющего напряжения, а следовательно, и полоса перестройки. Такова простейшая и отчасти описанная в учебниках форма проявления этого противоречия.

Однако более детальный анализ показывает, что оно начинает проявляться гораздо раньше, чем происходит существенное сокращение полосы перестройки, и связано с преобразованием флуктуаций амплитуды колебаний во флуктуации частоты. Это преобразование резко ухудшает уровень фазовых шумов особенно при малых отстройках от несущей.

Основная задача проектирования малозумящих ГУН состоит в том, чтобы найти наиболее эффективные пути разрешения описанного противоречия и приблизиться к потенциально достижимому уровню фазовых шумов при заданных требованиях к центральной частоте и диапазону перестройки.

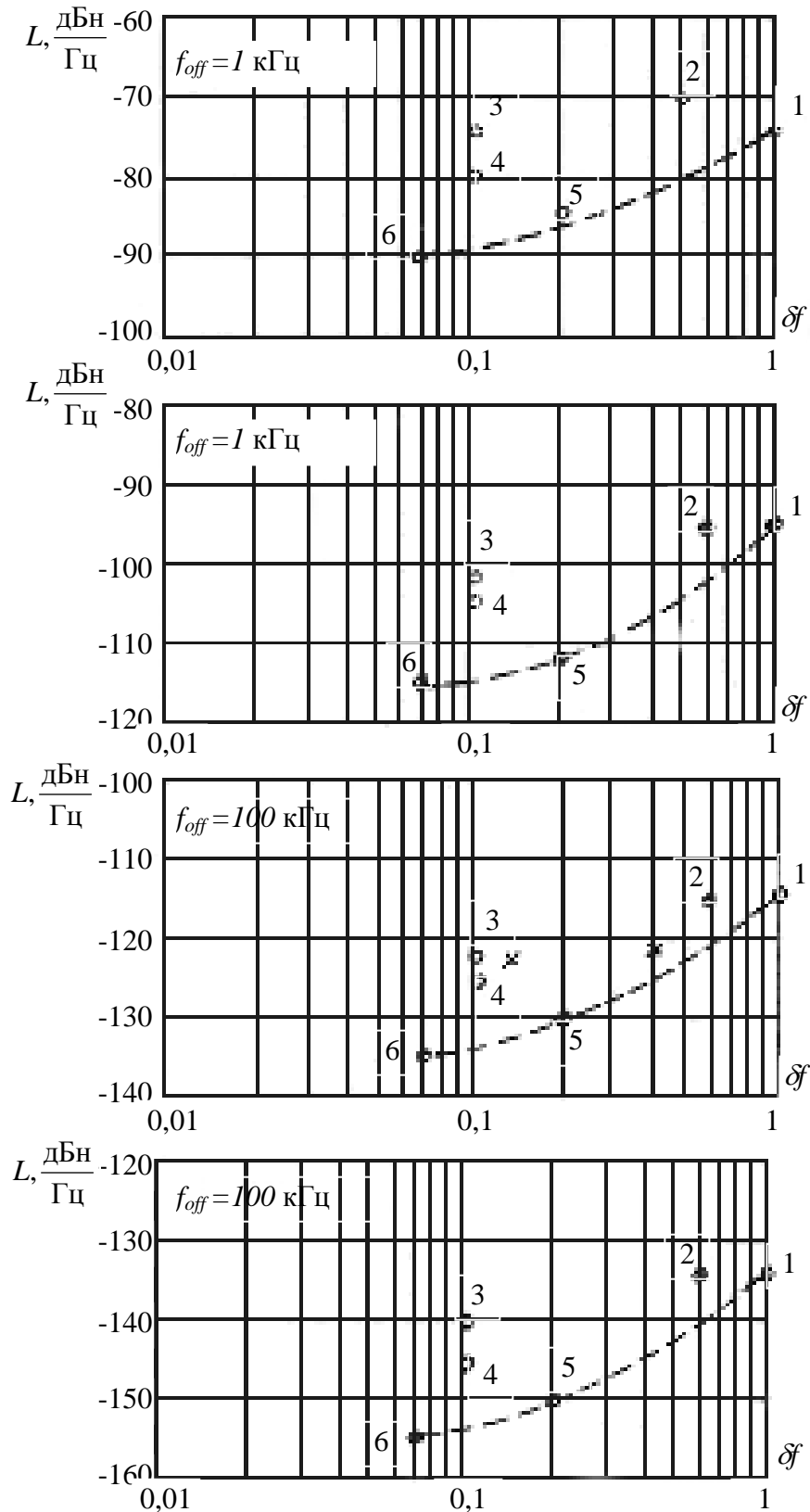
При этом за потенциально достижимый можно принять тот уровень полных фазовых шумов, который получился бы на той же частоте при замене варикапа нешумящим конденсатором постоянной емкости в генераторе с тем же активным элементом (АЭ) (одиночным транзистором или составным, многотранзисторным АЭ). Также следует принять во внимание, что для решения задачи перекрытия этого диапазона может потребоваться либо один генератор с октавным перекрытием, либо несколько генераторов с небольшим перекрытием.

На первом этапе необходимо проанализировать связь между коэффициентом перекрытия ГУН по диапазону частот и уровнем его фазовых шумов для выпускаемых промышленностью и имеющихся на рынке ГУН. Это позволит выявить лучшие из имеющихся ГУН по совокупности двух показателей качества, сравнить эти показатели качества с требуемыми для решения системных задач и уточнить постановку задачи создания ГУН, превосходящих имеющиеся по совокупности показатели качества.

На втором этапе целесообразно проанализировать связь между диапазоном электронной перестройки и уровнем фазовых шумов с использованием макромодели ГУН, основные функциональные узлы структурной схемы которой описываются их внешними характеристиками. Это позволит установить функциональную связь между рассматриваемыми показателями качества и определить параметры, варьируя которые можно улучшать один из показателей качества, не изменяя другой.

Вначале проанализируем генераторы, производимые фирмой Mini-Circuits. Для этих ГУН приводятся наиболее полные данные по спектральной плотности мощности (СПМ) фазовых шумов, и она выпускает ГУН, перекрывающие весь указанный выше диапазон и имеющие различные коэффициенты перекрытия отдельных генераторов. Поэтому с данными этих ГУН удобно сравнивать все остальные.

Поставим в соответствие каждому ГУН точку на плоскости переменных $(\delta f = \frac{f_B}{f_H} - 1, L(f_{off}))$. Здесь f_{off} – отстройка от несущей, а $L(f_{off})$ – половина СПМ фазового шума (или СПМ фазового шума в одной боковой полосе), выраженная в децибелах относительно уровня мощности основного колебания («несущей») и обозначаемая дБн/Гц.



Соотношение ФМ шумов в одной боковой полосе и относительной перестройки для ГУН, имеющих на рынке

Наборы точек в плоскости $[\delta f, L]$ при четырех значениях отстройки от несущей показаны на рисунке. Номер каждой точки соответствует номеру генератора в таблице. Очевидно, что при одинаковом уровне ФМ шума

лучшим является генератор с большей перестройкой, а при одинаковой перестройке лучше тот генератор, у которого ниже ФМ шумы.

**Соотношения между полосой перестройки и уровнем фазовых шумов
для нескольких генераторов MiniCircuits**

№ п/п	Тип	$\frac{f_B}{f_H} - 1$	L 1 кГц дБн/Гц	L 10 кГц дБн/Гц	L 100 кГц дБн/Гц	L 1 МГц дБн/Гц
1	JTOS –1000 W	1,00	-73	-94	-114	-134
2	JTOS –1025 W	0,50	-70	-94	-114	-134
3	ROS –1000V	0,11	-74	-102	-122	-140
4	ROS –1000PV	0,11	-80	-104	-124	-144
5	POSA-960	0,2	-84	-112	-130	-150
6	ROS-810LN	0,066	-90	-115	-135	-155

Из рисунка видно, что точки, соответствующие всем ГУН из таблицы, расположены выше пунктирной линии, которая соединяет точки, соответствующие генераторам 1, 5 и 6. Это утверждение оказалось справедливым для всех генераторов фирм, характеристики которых были изучены в ходе данной работы. Поэтому приведенную линию можно назвать эмпирически определенным геометрическим местом характеристических точек, лучших на настоящее время ГУН, т.е. своего рода граничной линией.

Интересно сравнить эти эмпирические кривые с теоретическими оценками, чтобы понять, можно ли построить ГУН, характеристические точки которых лежат ниже этой граничной линии.

УДК 621.373, 533.9.082.74

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ СВЧ
С ГЕТЕРОМАГНИТНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ**

**Л. С. Сотов, А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*, А. А. Солопов*,
В. В. Плешков, Т. В. Грибко, Т. Н. Тихонова**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Исследуется возможность управления амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) усилителей на полевых транзисторах при введении в область затвора ферритового микрорезонатора, управляемого магнитным полем. Результаты численного моделирования показывают, что исследуемые полевые транзисторы могут использоваться

в качестве селективных усилительных элементов, перестраиваемых магнитным полем в широком диапазоне частот.

Ключевые слова: ферромагнитный резонанс, микрорезонатор, полевой транзистор с барьером Шоттки, усилитель на полевом транзисторе, управление магнитным полем.

Simulation of SHF Field-Effect Transistors with Heteromagnetic Control

L. S. Sotov, A. A. Ignatiev, A. V. Lyshenko, A. A. Solopov,
V. V. Pleshkov, T. V. Gribko, T. N. Tikhonova

There is investigated possibility of control over amplitude-frequency characteristics (AFC) of amplifiers on the field-effect transistors when ferrite microresonator, controlled by magnetic field, is injecting into the gate area. The results of numerical simulation shows, that investigated field-effect transistors can be used like selective amplifying elements, tunable by magnetic field in the wide band.

Key words: ferromagnetic resonance, microresonator, field-effect transistor with a Shottky barrier, amplifier field-effect transistor, control by magnetic field.

В работе исследовалась возможность управления АЧХ усилителей на полевых транзисторах при введении в область затвора управляемого магнитным полем ферритового микрорезонатора. Полевой транзистор, объединенный с управляемым ЖИГ-микрорезонатором, далее называется полевой транзистор с гетеромагнитным управлением.

Известно большое количество эквивалентных схем, описывающих модели полевых транзисторов [1, 2]. Для проведения исследований использовались транзисторы NE27200 производства фирмы NEC, ПТШ 300 производства ФГУП «Алмаз». Данные транзисторы описываются как модель Матерка [3] с набором базовых параметров, определяемых по разработанной методике на основе исследования статических параметров транзистора для ПТШ 300 и заданных в библиотеке САПР для NE27200.

Принципиальная схема усилителя на полевом транзисторе с гетеромагнитным управлением приведена на рис. 1.

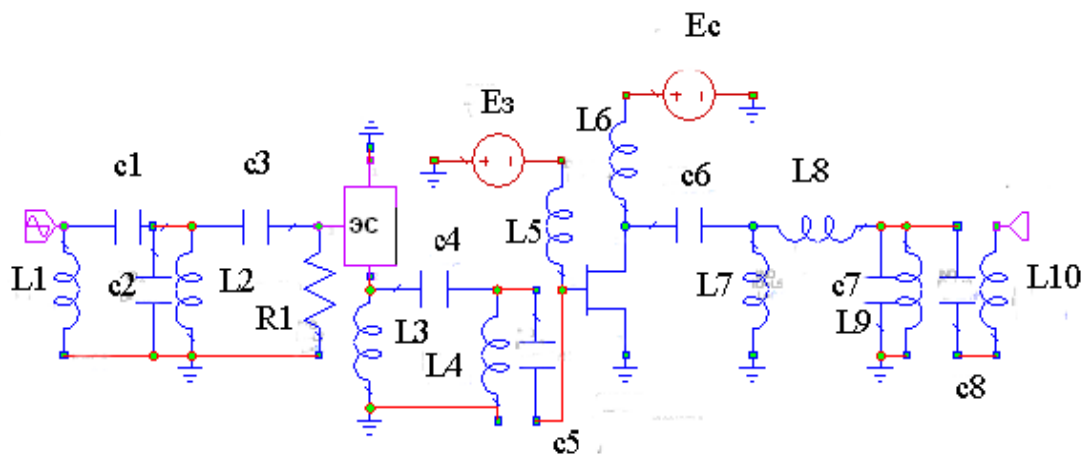


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя на ПТШ с гетеромагнитным управлением

На этой схеме ЭС – избирательный элемент связи (рис. 2), управляемый магнитным полем, на основе ЖИГ-резонатора помещен в область затвора полевого транзистора. На входе и выходе усилителя включены согласующие цепи. Вход и выход усилителя – 50-омные. Принципиальная схема элемента связи показана на рис. 3, где через 1 и 2 обозначены отрезки 50-омных микрополосковых линий (МПЛ), а через 3 – ЖИГ-резонатор в виде сферы. Отрезки МПЛ выполнены в виде спиралей, закороченных в центре на землю (см. рис. 2).

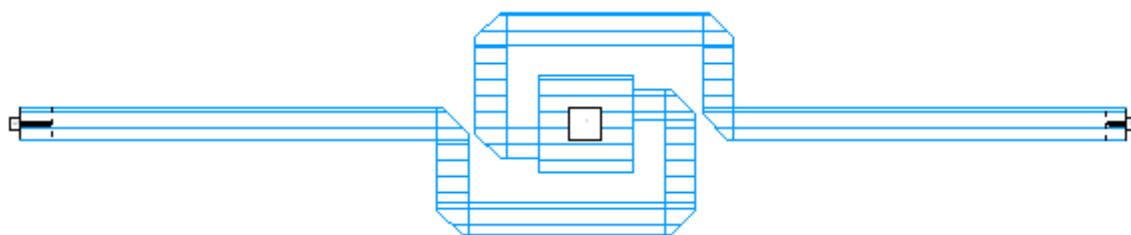


Рис. 2. Микрополосковый элемент связи

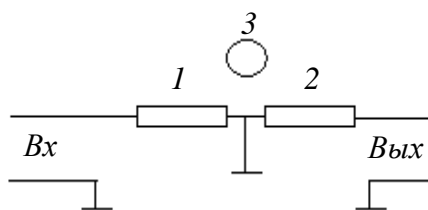


Рис. 3. Принципиальная схема элемента связи: 1, 2 – отрезки МПЛ; 3 – ЖИГ-сфера

При моделировании усилителя элемент связи управляемого магнитным полем ферритового микрорезонатора с цепями затвора транзистора в отсутствие магнитного поля представлялся двумя закороченными отрезками МПЛ (см. рис. 3), без учета сферы 3, поскольку она в данном случае никакого влияния не оказывает. При наличии магнитного поля влияние ЖИГ-сферы учитывалось посредством шунтирования элемента связи полосно-пропускающим фильтром (ППФ), схема которого показана на рис. 4.

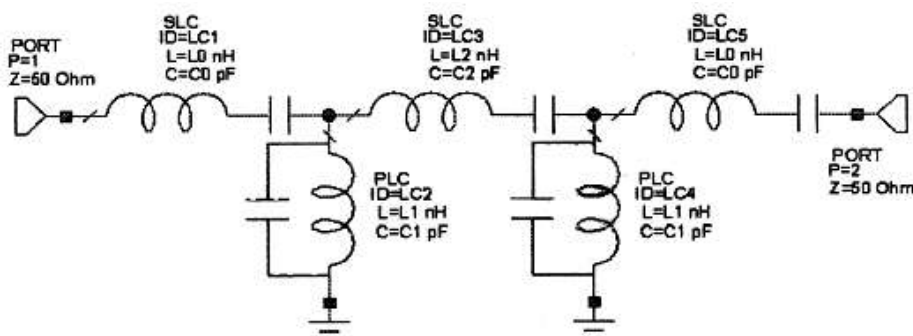


Рис. 4. Принципиальная схема полосно-пропускающего фильтра

АЧХ элемента связи, без учета влияния ЖИГ-резонатора, приведена на рис. 5.

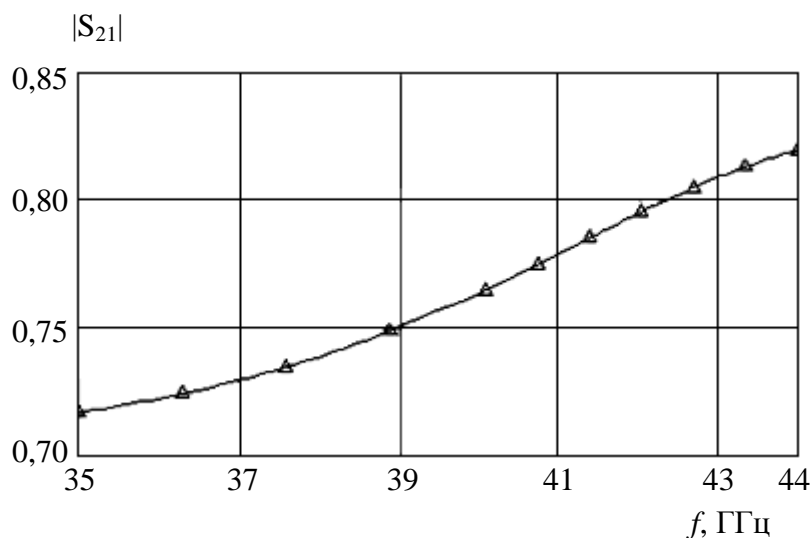


Рис. 5. АЧХ элемента связи без магнитного поля

Статические характеристики исследуемого ПТШ представлены на рис. 6.

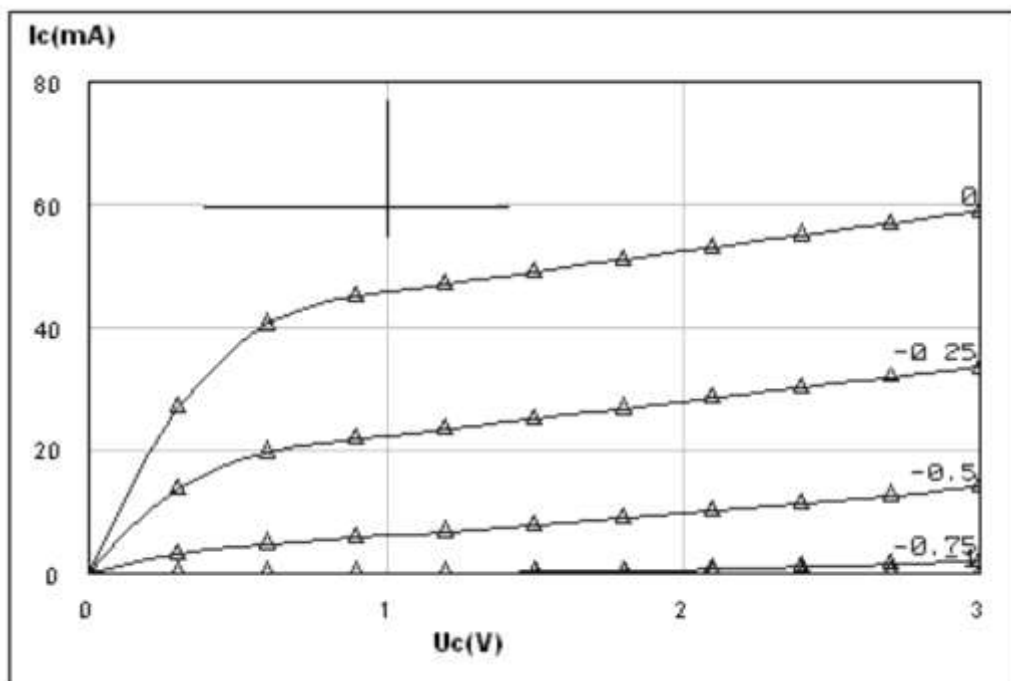


Рис. 6. Статистические выходные характеристики транзистора

Область положения рабочей точки транзистора показана на рис. 7.

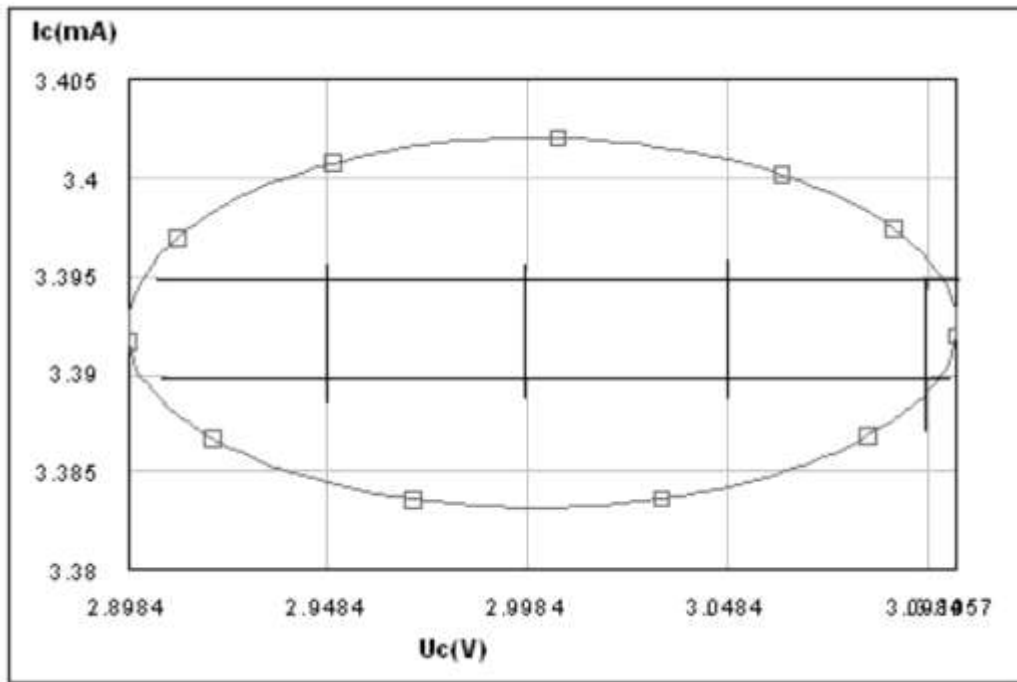


Рис. 7. Область рабочих точек транзистора

В результате моделирования были определены номиналы всех элементов принципиальной схемы (таблица).

Номиналы элементов принципиальной схемы

Обозначение	Номинал	Обозначение	Номинал
L ₁	0,9 нГн	C ₁	0,6 пф
L ₂	1 нГн	C ₂	0,1 пф
L ₃	1 нГн	C ₃	0,5 пф
L ₄	1,7 нГн	C ₄	0,15 пф
L ₅	97,5 нГн	C ₅	0,3 пф
L ₆	50 нГн	C ₆	0,5 пф
L ₇	0,05 нГн	C ₇	0,1 пф
L ₈	0,04 нГн	C ₈	0,1 пф
L ₉	10 нГн		
L ₁₀	0,02 нГн	R ₁	350 Ом

Критерием оптимизации служили максимальный коэффициент усиления и наиболее плоская АЧХ в заданном диапазоне частот.

Результаты моделирования приведены на рис. 8–10.

На рис. 8 показана АЧХ усилителя без магнитного поля, на рис. 9 – с магнитным полем, соответствующим частоте резонанса $f = 40,025$ ГГц, на рис. 10 – огибающая АЧХ с различными магнитными полями, обеспечивающими перестройку полосы пропускания в заданном диапазоне частот.

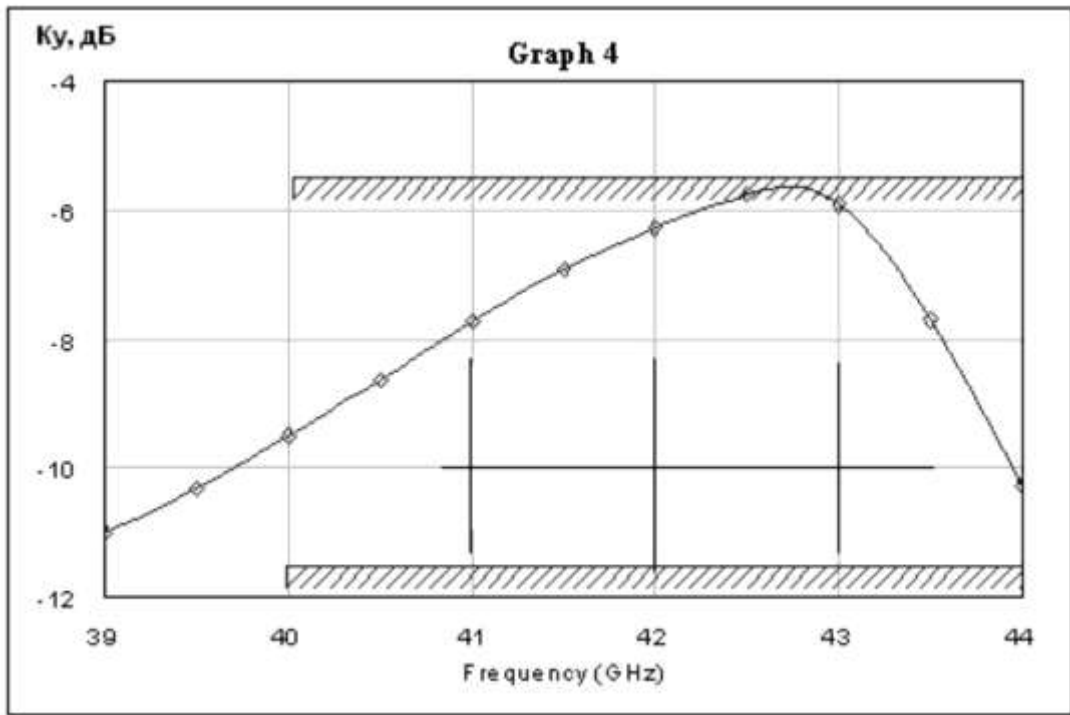


Рис. 8. Коэффициент передачи усилителя без магнитного поля

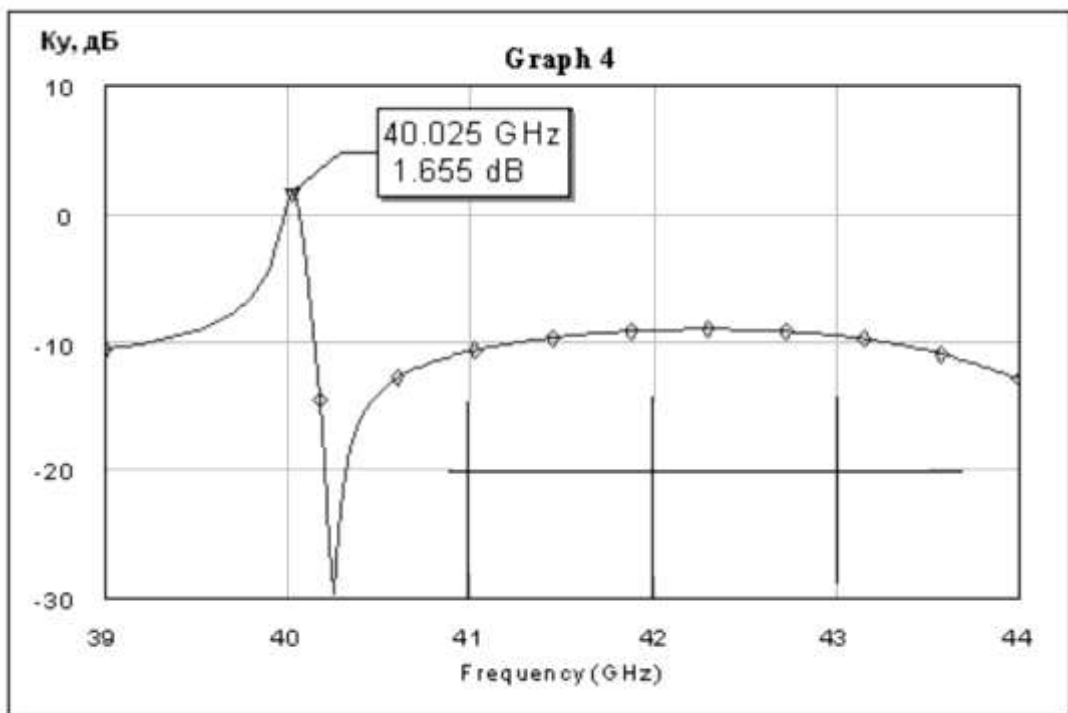


Рис. 9. АЧХ усилителя при настройке (магнитным полем) элемента связи на частоту 40,025 ГГц

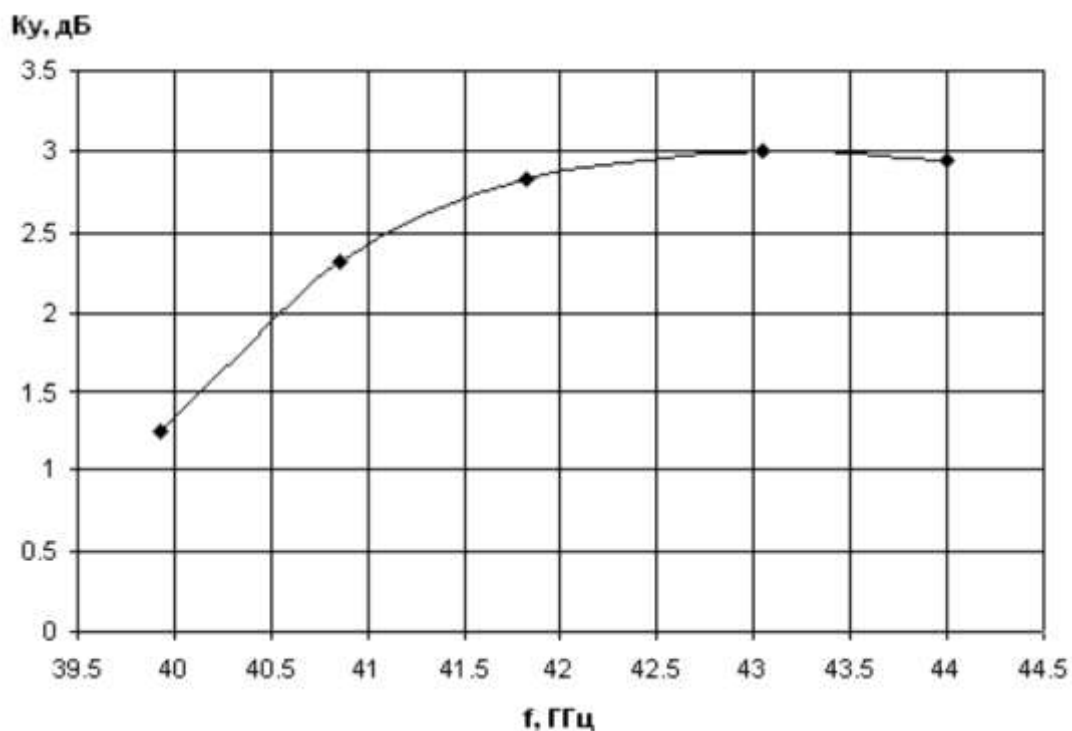


Рис. 10. Огибающая АЧХ усилителя при перестройке элемента связи в заданном диапазоне частот

Таким образом, из анализа полученных результатов следует, что ПТШ с гетеромагнитным управлением с успехом могут использоваться в качестве селективных усилительных элементов перестраиваемых магнитным полем в широком диапазоне частот.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Носов Ю. Р. и др. Математические модели элементов интегральной электроники. М., 1976.
2. Modeling with SPICE, ed. by P. Antognetti and G. Massobrio, McGraw-Hill. N.Y., 1988.
3. Materka and T. Kasprzak. Computer calculation of large-signal GaAs FET amplifier characteristics. IEEE Trans. on MTT. Vol. MTT-33, № 2. P. 129-135. Feb. 1985.

О ВРЕМЕНИ ТЕПЛОВОЙ ГОТОВНОСТИ ФЕРРИТ-ТРАНЗИСТОРНОГО СВЧ-ГЕНЕРАТОРА НА ВЫСОКИХ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ

**А. А. Игнатъев, А. В. Ляшенко, А. А. Солопов,
С. В. Овчинников, Л. Л. Страхова**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

Разработана аналитическая методика и проведены расчеты изменений температуры элементов конструкции феррит-транзисторного СВЧ-автогенератора во время переходного теплового процесса при различных условиях на основе теории регулярного теплового режима тел с локальными источниками энергии. Показано, что эффективное ребрение сильно снижает время прогрева генератора, несмотря на увеличение теплоемкости его конструкции за счет радиатора. Приведены расчеты роста температуры транзистора генератора от времени в сравнении с экспериментальными зависимостями снижения во времени его рабочей частоты при монотонном разогреве. Отмечено хорошее совпадение характерных времен этих двух процессов.

Ключевые слова: Феррит-транзисторный СВЧ-генератор, тепловое сопротивление, метод тепловых схем, нестационарные температурные перепады.

About Heat-Readiness Time of Ferrit-Transistor SHF Oscillator at the High Power Levels

**A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, A. A. Solopov,
S. V. Ovchinnikov, L. L. Ctrakhova**

Using the theory of regular thermal mode of the bodies with local energy sources there is developed analytic method and made calculations of temperature variations of elements in the construction of ferrite-transistor SHF-oscillator during thermal transition process under different conditions. Shown, that effective finning greatly reduces warm-up time of generator, in spite of increasing the heat capacity of the construction at the expense of radiator. There are calculations of depending on time temperature increase of the generator in comparison with experimental results of depending on time reducing the operating frequency under monotonic warming up. It is noted that characteristic times of both processes coincide well.

Key words: ferrite-transistor SHF-oscillator, thermal resistance, method of thermal circuits, non-stationary temperature differentials.

Феррит-транзисторный СВЧ-генератор является многофункциональным устройством с электрическим управлением энергетическими и спектральными характеристиками [1]. Генератор включает транзистор и феррит в ненасыщенном, нелинейном режиме, расположенный в цепи внутренней обратной связи в непосредственной близости от эмиттерной области транзистора.

Надежность и долговечность генератора на высоких уровнях мощности во многом будет определяться его тепловым режимом. Полупроводниковая структура и феррит – два наиболее термочувствительных элемента генератора. Проблема отвода тепла от активной феррит-транзисторной структуры должна решаться путем минимизации теплового сопротивления всех пассивных элементов конструкции генератора, через которые тепловой поток рассеивается в окружающую среду, а также применением охладителя того или иного типа.

Для рассеяния в окружающую среду высокой тепловой мощности (десятки ватт) корпус генератора должен быть изготовлен из высоко теплопроводного материала с достаточной толщиной стенки для эффективного растекания теплового потока в тех его областях, которые предназначены для размещения какого-либо охладителя, в частности простого ребрения. Такой корпус обладает сложной геометрией поверхности (из-за наличия ребрения) и большой массой, а следовательно, и теплоемкостью. Поэтому на разогрев корпуса требуется определенное и достаточно большое время, в течение которого температура полупроводниковой структуры и феррита возрастает на десятки градусов за счет соответствующего разогрева той локальной области корпуса генератора, где они расположены.

Рост температуры полупроводниковой структуры и феррита приведет к изменению их внутренних параметров и к соответствующему температурному дрейфу параметров генерации. Для прогнозирования изменения параметров генерации по тепловым причинам необходима информация об изменении во времени температуры генератора.

В этих целях была разработана методика и проведены расчеты изменений температуры элементов конструкции генератора за время переходного теплового процесса при различных условиях. Это время в первую очередь определяется внутренней тепловой проводимостью элемента, его интегральной теплоемкостью, условиями теплообмена с окружающей средой и величиной теплоотдающих поверхностей.

Сложная геометрия теплоотдающей поверхности корпуса и трехмерный характер растекания теплового потока от локализованного источника делают затруднительным нахождение точного аналитического решения задачи теплопроводности или применение численных методов для ее решения. Однако использование для изготовления корпуса материала с высокой теплопроводностью и наличие в корпусе стенок с толщиной, достаточной для эффективного растекания теплового потока по объему корпуса, позволяет провести хорошую аналитическую оценку нестационарного процесса разогрева корпуса генератора на основе теории регулярного теплового режима тел с локальными источниками энергии [2].

Схематическое представление генератора, принятое за основу его теплофизической модели, показано на рис. 1. На цилиндрическом основании 1 корпуса генератора закреплено металлокерамическое основание 2 полупроводниковой структуры 3. На поверхности полупроводниковой структуры (область эмиттерно-базовых контактов) расположена ферритовая сфе-

ра 4, фиксирующаяся с помощью специального держателя. Вся конструкция закрыта баллоном корпуса 5.

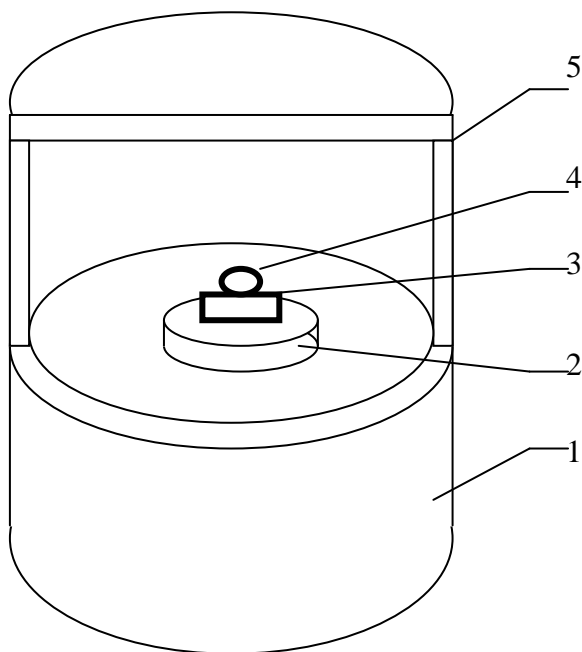


Рис. 1

Внешняя поверхность корпуса генератора может быть сопряжена с каким-либо оребрением. В рамках теплофизического моделирования наличие оребрения учитывалось заданием эффективных коэффициентов теплоотдачи [2, 3] с нижней, боковой и верхней поверхностями корпуса: $\alpha_{\text{эфН}}$, $\alpha_{\text{эфБ}}$, $\alpha_{\text{эфВ}}$ соответственно. Значения этих коэффициентов определяются из расчета теплового сопротивления используемого радиатора $R_{\text{РАД}}$, сопрягаемого с соответствующим элементом поверхности корпуса:

$$\alpha_{\text{эф}} = \frac{1}{R_{\text{РАД}} S},$$

где под S понимаются значения площадей нижней, боковой или верхней поверхностей корпуса ($S_{\text{Н}}$, $S_{\text{Б}}$ или $S_{\text{В}}$).

Введем следующие обозначения:

$R_{\text{ОС}}$ – тепловое сопротивление основания корпуса генератора;

$R_{\text{МК}}$ – тепловое сопротивление металлокерамического основания полупроводниковой структуры;

$R_{\text{ТР}}$ – тепловое сопротивление полупроводниковой структуры;

$R_{\text{БАЛ}}$ – тепловое сопротивление баллона корпуса генератора;

$P_{\text{Т}}$ – полная непрерывная мощность тепловыделения в генераторе;

$T_{\text{С}}$ – температура окружающей среды.

Максимальная температура генератора, очевидно, наблюдается при непрерывном функционировании генератора с постоянным средним уровнем мощности рассеяния. Причем эта максимальная температура соответствует области коллекторного перехода в полупроводниковой структуре, так как именно здесь выделяется основная часть тепловой мощности.

Если воспользоваться методом тепловых схем [2], то в стационарном случае эта температура определяется выражением

$$T_{max} = T_C + P_T(R_{TP} + R_{МК} + R_K), \quad (1)$$

где $R_K = \frac{R_{OC} R_{БАЛ}}{R_{OC} + R_{БАЛ}}$ – полное тепловое сопротивление корпуса генератора с учетом теплообмена с окружающей средой.

Тепловые сопротивления элементов конструкции генератора, включенные в выражение (1), были найдены на основе аналитического решения стационарных задач теплопроводности в линейной постановке для тел правильной геометрической формы:

- цилиндр с локальным торцевым тепловым источником [4], моделирующий основание корпуса генератора и металлокерамическое основание полупроводниковой структуры;
- многослойный параллелепипед с локальными объемными и поверхностными источниками тепла [5, 6] для моделирования собственно полупроводниковой структуры;
- цилиндрическое тело с внутренней цилиндрической полостью для моделирования баллона корпуса генератора [6].

Тепловые сопротивления радиаторов с ребрами прямоугольного или трапециидального профиля и требуемые для этого значения коэффициентов конвективной теплоотдачи рассчитывались на основе методик, изложенных в [2, 3, 7].

В качестве примера рассмотрим экспериментальную конструкцию генератора с корпусом, изготовленным из дюралюминия. Радиус корпуса $R=2,5$ см, высота $H=5,0$ см, толщина стенок баллона 2 мм или 4 мм и высота основания корпуса 2 мм или 5 мм. Корпус со стороны верхней и нижней поверхностей оснащен дюралюминиевыми ребрами прямоугольного профиля с высотой каждого ребра 60 мм, толщиной 1 мм и общей площадью теплоотдающей поверхности 430 см^2 . Две одинаковые секции такого радиатора имеют рассчитанное значение теплового сопротивления по 2,7 К/Вт в условиях естественной конвекции и без учета ориентации ребер.

Тепловое сопротивление собственно полупроводниковой структуры рассчитывалось для параметров, соответствующих стандартной трехсекционной структуре транзистора КТ 962, и составило 2,7 К/Вт. С учетом теплового сопротивления металлокерамического основания (рассчитанное значение $R_{МК} = 2,1$ К/Вт) полное тепловое сопротивление генератора с указанным типом ребрения имеет значение 7,1 К/Вт, причем 5,7 К/Вт – внут-

реннее тепловое сопротивление генератора, обусловленное геометрией и теплопроводностью элементов конструкции.

В условиях непрерывного функционирования генератора после момента включения температура полупроводниковой структуры начинает увеличиваться за счет ее саморазогрева и за счет разогрева корпуса генератора. Будем понимать под временем тепловой готовности генератора такое время $t_{0,9}$, за которое в процессе монотонного разогрева температура самой горячей области принимает значение, составляющее 90% от стационарного. Время тепловой готовности практически полностью определяется временем прогрева корпуса генератора в силу его значительной массы и теплоемкости.

Для цилиндрического корпуса с оребрением зависимость от времени t температуры T_{II} посадочного места полупроводниковой структуры (области сопряжения металлокерамического основания с основанием корпуса) в корпусе генератора при действии тепловой мощности постоянного уровня, начавшей выделяться в начальный момент времени, найдена на основе теории регулярного теплового режима тел с локальными источниками энергии [2]:

$$T_{II}(t) - T_C = P_T R_K [1 - \exp(-mt)], \quad (2)$$

где $m = \frac{\alpha_{cp} S}{C \sqrt{Bi_0^2 + 1,437 \cdot Bi_0 + 1}}$ – темп регулярного нагрева; (3)

$Bi_0 = \alpha_{cp} * K * S / (\lambda V)$ – обобщенный критерий Био;

$$K \approx \frac{1}{\sqrt{(2,405/R)^2 + (\pi/H)^2}}$$
 – коэффициент формы;

V – объем материала корпуса, включая оребрение;

S – площадь всей теплоотдающей поверхности корпуса, включая оребрение;

α_{cp} – средней эффективный коэффициент конвективной теплоотдачи на этой поверхности;

C – полная теплоемкость корпуса.

Полученное выражение справедливо для моментов времени, достаточно удаленных от начала развития теплового процесса в корпусе, и имеет погрешность ~15%, что вполне удовлетворительно для теплофизических оценок.

На рис. 2 приведены рассчитанные времена прогрева оребренного и неоребренного корпусов со стенками разной толщины в зависимости от условий теплоотдачи на поверхности корпусов и ребер. Условия теплоотдачи заданы введением параметра $\alpha_{эф}$. Кривая 1 соответствует неоребренному корпусу с толщиной стенок баллона и толщиной основания по 2 мм, кривая 2 – тому же корпусу с оребрением, кривая 3 – неоребренному корпусу с толщиной основания 5 мм и толщиной стенок баллона 4 мм (массивный корпус), кривая 4 – такому же, но оребренному корпусу.

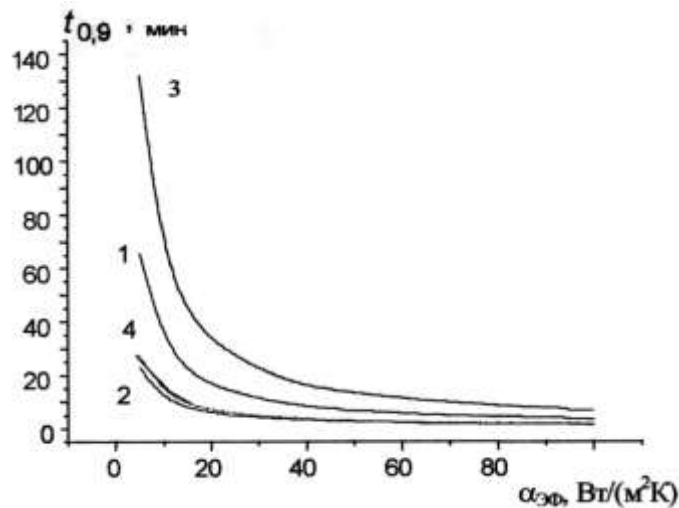


Рис. 2

Анализ представленных результатов позволяет сделать следующие выводы.

Увеличение массы корпуса увеличивает время его прогрева, однако интенсификация теплообмена с окружающей средой резко снижает время прогрева. Из расчетов следует, что время прогрева неоребреного корпуса с толщиной стенок 2 мм (~23 м) примерно в 6 раз меньше аналогичного массивного корпуса (~ 132 м). Однако корпуса с оребрением прогреваются почти одинаково (19 и 25 м соответственно). Эффективное оребрение сильно снижает время прогрева корпуса, несмотря на то, что полная теплоемкость оребрения рассмотренного типа практически в 2 раза больше теплоемкости самого корпуса.

Время прогрева металлокерамического основания, на котором закреплена полупроводниковая структура, существенно меньше времени прогрева корпуса генератора и определяется выражением

$$t_{0,9} = 2,3026 / m_{МК},$$

где $m_{МК}$ – темп нагрева металлокерамического основания,

$$m_{МК} = \left[\left(\frac{3,8317}{R_{OC}} \right)^2 + \frac{\pi}{4H_{OC}^2} \right] \frac{\alpha_1 V_1 + \alpha_2 V_2}{V_1 + V_2}; \quad \alpha_1 = \frac{\lambda_1}{c_1 \rho_1}; \quad \alpha_2 = \frac{\lambda_2}{c_2 \rho_2};$$

R_{OC} – радиус металлокерамического основания; H_{OC} – его высота;
 V_1 и V_2 – объемы керамической и металлической частей основания;
 λ_1, c_1, ρ_1 – соответственно теплопроводность, удельная теплоемкость и плотность керамики;

λ_2, c_2, ρ_2 – теплопроводность, удельная теплоемкость и плотность медной оболочки основания.

В рассматриваемом случае время прогрева металлокерамического основания составляет 0,015 с, что несравнимо меньше времени прогрева корпуса генератора.

При расчете нестационарных температурных перепадов в собственно полупроводниковой структуре, последняя представлялась в виде прямоугольного тела с размерами основания $B \cdot L$ (рис. 3).

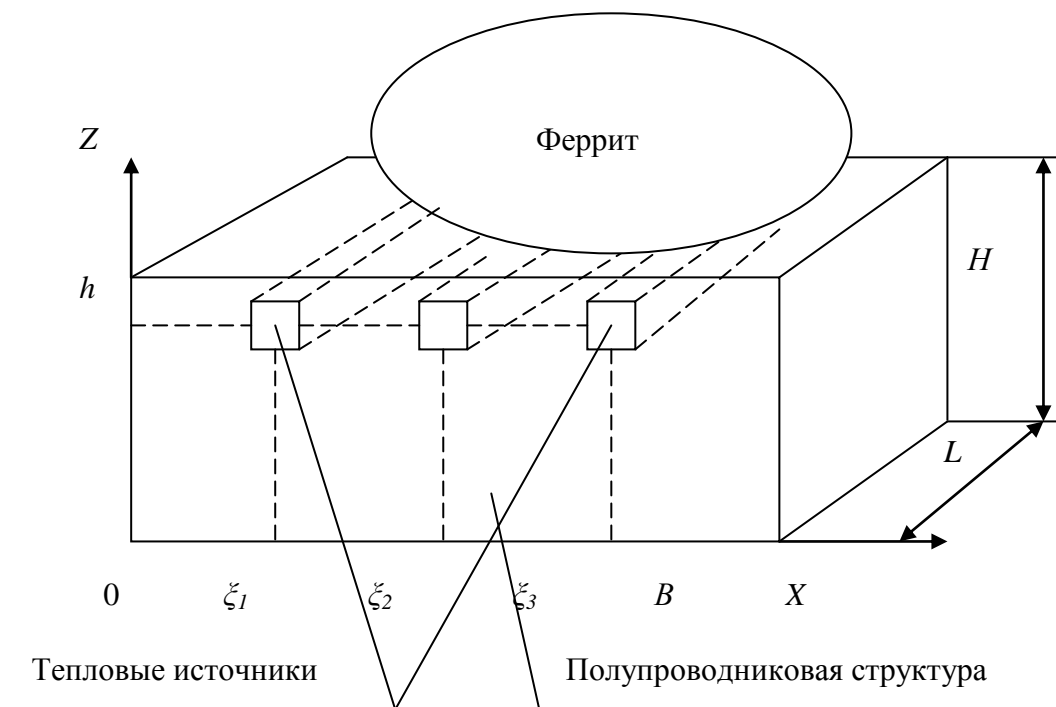


Рис.3

Толщина структуры H , теплопроводность и температуропроводность материала слоя полупроводника обозначены через λ и α соответственно. В силу относительной малости поверхности полупроводниковой структуры конвективный теплообмен между ней и корпусом в небольшом газовом объеме под баллоном корпуса не учитывался. Поверхность, контактирующая с металлокерамическим основанием ($z=0$), считалась изотермической. Через эту поверхность тепловая энергия, выделяющаяся в транзисторной структуре, рассеивается в металлокерамическое основание и корпус генератора, а затем в окружающую среду.

Предполагалось, что в плоскости, находящейся на расстоянии h от изотермической поверхности, расположены центры нескольких локальных и одинаковых прямоугольных тепловыделяющих областей, один из размеров которых принимается равным соответствующему размеру структуры (размер L). Поэтому каждая такая область имеет размеры $b \times L \times d$, координаты своего центра ξ_i по оси X , где $i = 1 \dots N$ – номер теплового источника, а N – число источников, и свою индивидуальную зависимость тепловыделения от времени, что характеризуется в общем виде некоторой функцией

$P_i f_i(t)$, где P_i – амплитудное значение тепловой мощности в источнике с номером i , а безразмерная функция $f_i(t)$ характеризует ее изменение во времени. Указанные источники моделируют тепловыделение в области коллекторного перехода транзисторной структуры.

Упрощенное предположение о практическом совпадении одного из размеров всех источников с соответствующим размером полупроводниковой структуры оправдано тем, что реальное различие этих размеров в используемых полупроводниковых структурах не превосходит 10%, однако это упрощение позволяет понизить размерность задачи теплопроводности до двух.

В этом случае краевая задача теплопроводности имеет следующий вид:

$$\frac{\partial T(x, y, t)}{\partial t} = \alpha \left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2} \right) + \frac{\alpha}{\lambda} \sigma(x, z, t); \quad (4)$$

$$T(x, y) \Big|_{t=0} = 0; \quad T \Big|_{z=0} = 0; \quad \frac{\partial T}{\partial x} \Big|_{x=0, B} = 0; \quad \frac{\partial T}{\partial z} \Big|_{z=H} = 0;$$

$$\sigma(x, z, t, i) = \begin{cases} \frac{P_i f_i(t)}{bdL}, & \text{при } |x - \xi_i| \leq b/2, \quad |z - h| \leq d/2, i = 1 \dots N; \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

вне области источников $\sigma(x, z, t, i) = 0$;

$f_i(t)$ – безразмерная функция распределения во времени поверхностного и объемного источников с номером i .

В задаче (4) искомое температурное поле $T(x, z, t)$ является полем перегревов полупроводниковой структуры относительно ее изотермической поверхности $z = 0$.

Решение задачи (4) получено методом конечных интегральных преобразований и имеет вид

$$T(x, z, t) = \frac{4}{BHI\lambda} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(g_m h) \sin(g_m d/2)}{g_m d} \sum_{i=1}^N P_i F_i(t, g_m) \right\} \sin(g_m z) + \quad (5)$$

$$+ \frac{16}{BHI\lambda} \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ \frac{\sin(g_m h) \sin(g_m d/2)}{g_m d} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\mu_n b/2)}{b\mu_n} \cos(\mu_n x) \sum_{i=1}^N P_i F_i(t, v_{mn}) \cos(\mu_n \xi_i) \right\} \sin(g_m z),$$

где $g_m = \frac{(2m-1)\pi}{2H}$; $\mu_n = \frac{n\pi}{B}$; $v_{mn}^2 = g_m^2 + \mu_n^2$;

$$F_i(t, v_{mn}) = \int_0^t f_i(\tau) \exp[-a(t-\tau)v_{mn}^2] d\tau; \quad F_i(t, g_m) = \int_0^t f_i(\tau) \exp[-a(t-\tau)g_m^2] d\tau,$$

причем вид функций F_i для многих типовых случаев может быть определен аналитически.

В частности, для монотонного разогрева при постоянстве тепловой мощности ($f_i = 1$ при $t \geq 0$ и $f_i = 0$ при $t < 0$)

$$F_i(t, v) = \frac{1}{v^2} [1 - \exp(-v^2 t)],$$

где $v^2 = a v_{mn}^2$, если $n > 0$, и $v^2 = a g_m^2$, если $n = 0$.

На рис. 4 показаны рассчитанные с помощью выражения (5) и приведенные к единичной мощности тепловыделения нестационарные распределения температурных перепадов в одной секции кремниевой структуры с толщиной 0,12 мм в плоскости коллекторного перехода при монотонном нагреве транзисторной структуры. Значение $x = 0,26$ мм соответствует центру теплового источника первой секции.

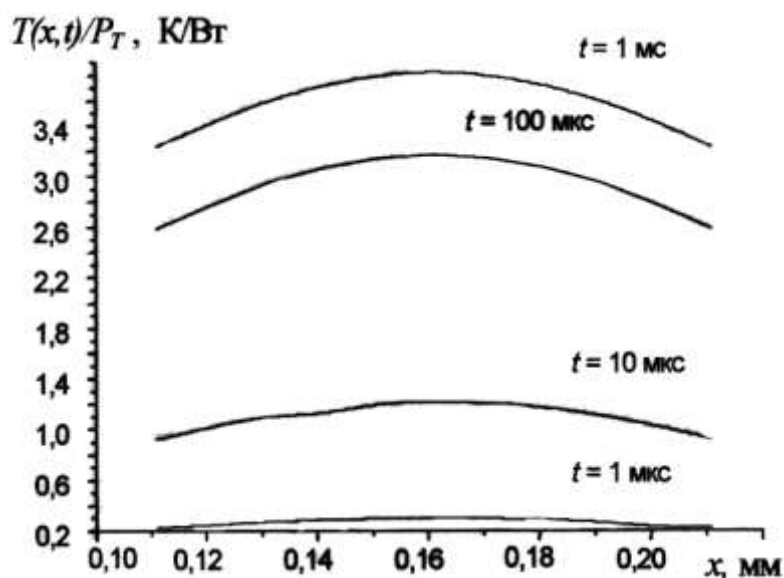


Рис. 4

Из расчетов следует, что в рассматриваемой полупроводниковой структуре собственные температурные перепады стабилизируются за время 0,6 мс, что пренебрежимо мало по сравнению со временем разогрева корпуса генератора.

Поэтому в условиях монотонного разогрева генератора при неизменной во времени мощности тепловыделения температура полупроводникового кристалла достигнет стационарного значения за время, соответствующее времени прогрева корпуса.

В целях проверки предложенных методик теплофизического анализа было проведено сравнение результатов расчета роста температуры генератора при его монотонном разогреве с экспериментальными данными о снижении со временем частоты генерации. Время установления частоты составляло десятки минут после момента включения. Естественно предположить, что причиной снижения частоты генерации является монотонный разогрев генерато-

ра, а дальнейшая стабилизация частоты на определенном уровне связана с установлением постоянного распределения температуры во всех элементах конструкции генератора. В этом случае характерное время τ экспоненциального спада частоты должно совпадать с характерным временем, равным $1/m$, экспоненциального роста температуры генератора.

Исследования изменения частоты генерации в условиях непрерывного режима проводились с использованием генератора, имеющего массивный дюралюминиевый корпус без развитого оребрения. Корпус изготовлен из дюралюминия и имеет массу 104 г. При снятии данных о снижении частоты генерации прибор находился в комнатных условиях без принудительного обдува. Рассчитанное значение коэффициента конвективной теплоотдачи с поверхности корпуса в этих условиях составляет $6,4 \dots 7,2 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$. Поэтому, в соответствии с (3), темп нагрева генератора в таком корпусе $m = 0,81 \cdot 10^{-3} \dots 0,89 \cdot 10^{-3} \text{ с}^{-1}$. Уровень непрерывной мощности рассеяния в транзисторе генератора составил $P_T = 0,89 \text{ Вт}$.

На рис. 5, а приведены расчетные кривые монотонного разогрева транзистора рассматриваемого генератора, а на рис. 5, б показано экспериментально наблюдаемое снижение рабочей частоты генератора, где аппроксимирующая кривая на рис. 5, б представляется зависимостью вида $\nu(t) = \nu_0 + A \exp(-t/\tau)$, где $\nu_0 = 794609,9 \pm 31,8 \text{ кГц}$; $A = 536,8 \pm 36,0 \text{ кГц}$; $\tau = 18,75 \pm 3,74 \text{ м}$.

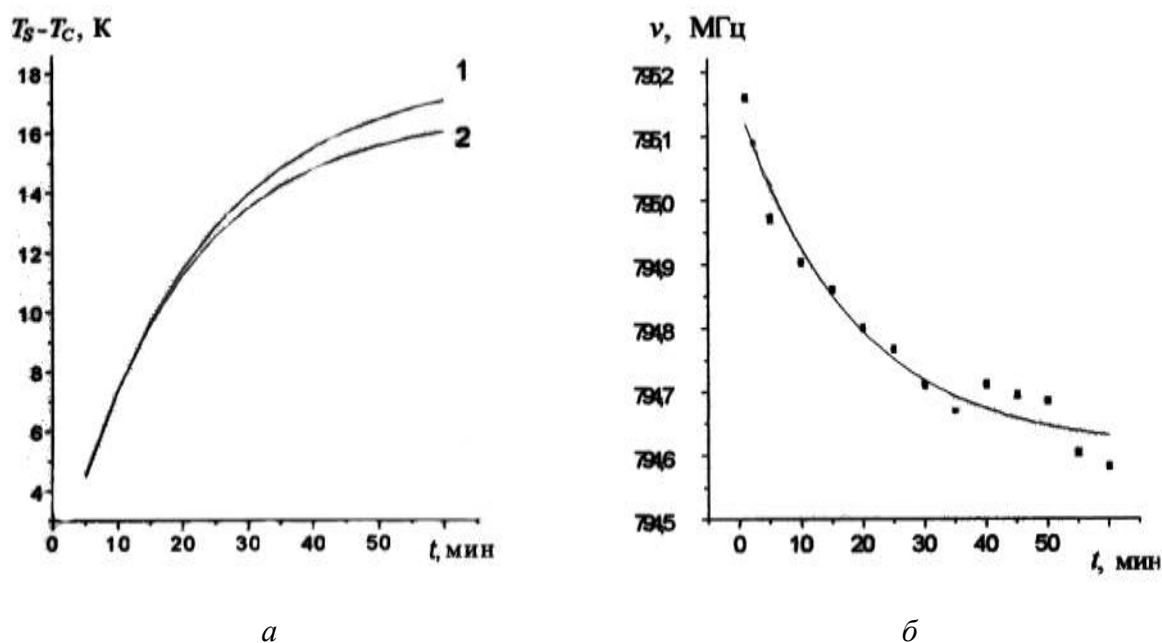


Рис. 5. Кривые монотонного разогрева генератора: а – расчетные; б – экспериментальные

Кривая 1 на рис. 5, а соответствует значению коэффициента конвективной теплоотдачи $6,4 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$, а кривая 2 – значению $7,2 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$.

Приведенные результаты свидетельствуют, что характерное время $\tau = 18,75 \text{ м}$, входящее в показатель экспоненциальной зависимости спада частоты, очень хорошо согласуется с характерным временем $\tau_T = 1/m$ кривой роста температуры T_S транзистора генератора: $\tau_T = 18,8 \dots 20,6 \text{ м}$.

Таким образом, можно утверждать, что время тепловой готовности генератора практически совпадает со временем стабилизации частоты. Время тепловой готовности генератора в рассматриваемом примере составляет 43,8 минуты. Кроме того, для данной конструкции генератора тепловое снижение частоты генерации можно охарактеризовать средним температурным коэффициентом ее изменения $k = \frac{\Delta\nu}{\Delta T} \approx 46 \frac{\kappa\Gamma\upsilon}{K}$.

В рассматриваемой конструкции генератора температура феррита определяется только слабым кондуктивно-конвективным теплообменом в малом ограниченном пространстве под баллоном корпуса генератора, причем в качестве горячей поверхности выступает эмиттерная поверхность полупроводниковой структуры. Поэтому температура феррита в условиях стационарного теплового режима будет практически равной температуре эмиттерной поверхности полупроводниковой структуры, около которой феррит расположен. Держатель феррита изготовлен из материала с малой теплопроводностью (не более 1,6 Вт/(м·К)) и на температуру феррита практически не влияет.

В условиях монотонного разогрева полупроводниковой структуры после момента включения генератора с неизменным уровнем рассеиваемой мощности температура феррита будет меняться за счет изменения температуры эмиттерной поверхности. Однако так как нагрев феррита происходит за счет слабого теплообмена в ограниченном пространстве, то процесс изменения температуры феррита связан со значительной тепловой инерцией.

Оценим время разогрева феррита. Пусть феррит ($V_3Fe_5O_{12}$) представляет собой сферу диаметром 0,5 мм, расположенную рядом с эмиттерной поверхностью транзисторной структуры. В предельном случае ферритовая сфера может касаться поверхности. Теплофизические параметры феррита известны из [8].

В режиме монотонного разогрева средняя температура разогревающей феррит эмиттерной поверхности T_S изменяется во времени по закону, аналогичному (2):

$$T_S(t) - T_C = P_T (R_{TPS} + R_{MK} + R_K) [1 - \exp(-mt)], \quad (6)$$

где $R_{TPS} = \frac{H}{\lambda BL}$ – тепловое сопротивление слоя кремния с толщиной H , площадью основания $B \cdot L$ и теплопроводностью λ (см. рис. 3), а остальные обозначения введены выше. Выражение (6) справедливо в моменты времени, удовлетворяющие условию регулярности теплового режима.

Между горячей эмиттерной поверхностью транзистора и ферритом через тонкую газовую прослойку происходит конвективно-кондуктивный теплообмен, который можно охарактеризовать так называемым коэффициентом теплопередачи k [2, 3]. Значения k оценивались с помощью методики, изложенной в [2] и составили в нашем случае от 29,5 Вт/м²/К до 38,1 Вт/м²/К.

Средняя температура феррита меняется со временем по закону

$$T_{\phi}(t) = T_{СТАЦ} \frac{m}{\alpha_{\phi} - m} \exp(-a_{\phi}t) + T_{СТАЦ} \left[1 - \frac{\alpha_{\phi}}{\alpha_{\phi} - m} \exp(-mt) \right],$$

где m – темп нагрева корпуса генератора;

α_{ϕ} – температуропроводность материала феррита;

$T_{СТАЦ}$ – значение стационарной температуры феррита, равной стационарной температуре поверхности полупроводникового кристалла.

Рассчитанные временные зависимости изменения температуры феррита и средней температуры эмиттерной поверхности транзистора относительно начальной температуры T_0 генератора в условиях монотонного разогрева генератора представлены на рис. 6.

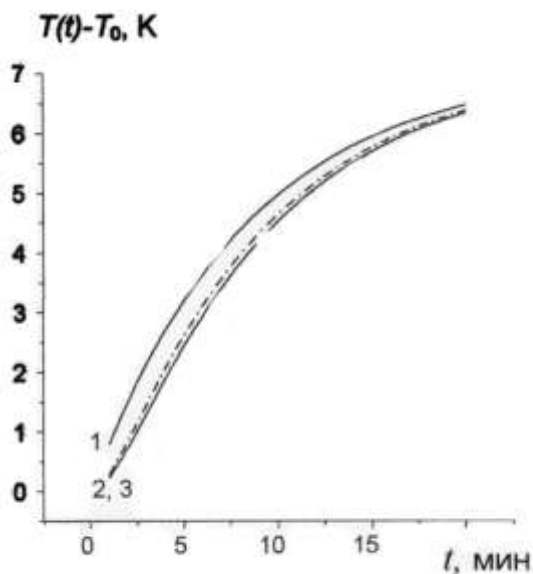


Рис. 6



Рис. 7

Приведенные данные подтверждают инерционность развития теплового процесса в феррите.

Определим время собственной тепловой готовности феррита из следующих предположений. Пусть феррит расположен вблизи от некоторой поверхности, которая скачком может менять свою температуру, и пусть характеристики теплообмена остаются теми же, что представлены выше. В начальный момент времени температура поверхности изменяется скачком от температуры среды T_C до значения $T_{МАХ}$. Тогда изменение во времени средней объемной температуры феррита определяется из решения уравнения

$$C_{\phi} \frac{dT_{\phi}}{dt} = kS_{\phi} [T_{МАХ} - T_{\phi}(t)],$$

где C_{ϕ} – полная теплоемкость феррита;

S_{ϕ} – площадь поверхности ферритовой сферы;

k – введенный ранее коэффициент теплопередачи.

Температурная реакция феррита на скачкообразное изменение температуры нагревающей его поверхности иллюстрирована графиком, представленным на рис. 7. График приведен для изменения во времени безразмерной температуры феррита

$$\theta = \frac{T_{MAX} - T_{\phi}(t)}{T_{MAX} - T_C}.$$

Представленные данные показывают, что время собственной тепловой готовности феррита $t_{0,9 \phi}$ в рассматриваемом случае составляет не менее 4-х минут.

Таким образом, собственное время тепловой готовности полупроводниковой структуры определяется значением 0,6 мс, а собственное время тепловой готовности феррита определяется минутами. Поэтому температура феррита будет определяться усредненной во времени тепловой мощностью, рассеиваемой в генераторе. Никакие кратковременные пульсации мощности тепловыделения в полупроводниковой структуре на изменение во времени температуры феррита влиять не будут.

Следовательно, в рассматриваемой конструкции генератора феррит является элементом со значительной тепловой инерцией. В рабочем режиме для моментов времени, больших времени тепловой готовности генератора, характеристики феррита должны оставаться стабильными и соответствующими рабочей температуре феррита. Кроме того, как следует из данных в [8, 9], характеристики $V_3Fe_5O_{12}$ в диапазоне температур 300–400 К меняются слабо.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатьев А. А., Передумов А. Г., Сотов Л. С., Тугушов Д. В.* Методика отработки эквивалентной схемы генератора для исследования гетеромагнитных взаимодействий в расширенном диапазоне мощностей // Перспективы развития электроники и вакуумной техники на период 2001 – 2006 гг.: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 22 – 23 февр. 2001 г. Саратов, 2001. С. 93–99.
2. *Дульнев Г. Н., Семьякин Э. М.* Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Л., 1968.
3. *Исаченко В. П., Осипова В. А., Сукомел А. С.* Теплопередача. М., 1981.
4. *Блейвас И. М., Новоселов В. В., Овчинников С. В., Прохоров В. В.* Программа расчета температурных полей в элементах полупроводниковых приборов с локальным тепловыделением // Электронная техника. Сер.1, Электроника СВЧ. 1984. Вып. 5(365). С. 63.
5. *Алавердян С. А., Новоселов В. В., Овчинников С. В.* Исследование теплового режима и оценка теплового разброса длин волн излучения монолитной линейки лазерных диодов // ЖТФ. 1992. Т. 61, вып. 6. С. 188-192.
6. *Игнатьев А. А., Овчинников С. В., Самолданов В. Н.* Теплофизический анализ феррит-полупроводникового генератора с гетеромагнитным взаимодействием // Перспективы развития электроники и вакуумной техники на период 2001–2006 гг: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 22 – 23 февр. 2001 г. Саратов, 2001. С. 85–88.
7. *Роткоп Л. Л., Спокойный Ю. Е.* Обеспечение тепловых режимов при конструировании РЭА. М., 1976.
8. *Яковлев Ю. М., Генделев С. Ш.* Монокристаллы ферритов в радиоэлектронике / Под ред. Г. А. Матвеева. М., 1975. 360 с.
9. *Богданов Г. Б.* Основы теории и применения ферритов в технике измерений и контроля. М., 1967.
10. *Лыков А. В.* Теория теплопроводности. М., 1967.

Секция 3

ПАТЕНТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО НАПРАВЛЕНИЯМ ПРИМЕНЕНИЯ ФЕРРИТОВЫХ МИКРОРЕЗОНАТОРОВ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

УДК 53.082.78

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ И ЗАРУБЕЖНЫЕ ПАТЕНТЫ ПО МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИМ ДАТЧИКАМ И МАГНИТОМЕТРАМ ЗА 1994-2003 ГОДЫ

**А. А. Игнатъев, А. В. Ляшенко*, В. А. Костяков, С. П. Кудрявцева,
Л. А. Романченко, Л. С. Сотов, Л. Л. Страхова, А. Л. Хвалин**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

В статье приведены результаты патентных исследований по магнитометрическим датчикам и магнитометрам разных типов, проводимых с целью выявления способов повышения чувствительности датчиков к слабым магнитным полям. Проведены анализ и систематизация патентной информации за 1994–2003 годы по данной тематике.

Ключевые слова: датчик магнитного поля, магнитометр

Russian and Foreign Patents on Magnetometrical Sensors and Magnetometers from 1994 to 2003 years

**A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, V. A. Kostyakov, S. P. Kudryavceva,
L. A. Romanchenko, L.S. Sotov, L. L. Strakhova, A. L. Khvalin**

The results of patent researchings on different type magnetometrical sensors and magnetometers, guiding to increasing of sensitivity to weak magnetic fields are presented in the article. There are made the analyse and systematization of patent information from 1994 to 2003 years on this theme.

Key words: magnetometrical sensor, magnetometer.

Датчик магнитного поля является основным элементом прибора для измерения магнитного поля – магнитометра, которые находят широкое применение в различных областях современной науки и техники.

В космологии большой интерес представляет изучение магнитного поля Луны, планет и других космических объектов. В геофизике магнитометрия

используется для составления магнитных карт Земли, отслеживания изменений магнитного поля во времени, вызванных причинами космического, геологического и атмосферного происхождения, предсказания возможности землетрясений и так далее [1–3]. Магнитометры применяются в геологоразведке [5–11] для поиска полезных ископаемых по локальным аномалиям магнитного поля Земли. В материаловедении магнитометры используются для измерения некоторых параметров магнитных материалов [12–14], а также для определения вкраплений магнитных материалов в немагнитные.

Создана серия приборов для магнитной дефектоскопии различных конструкций, в частности стальных трубопроводов [15–18]. Рассмотрены методы магнитной локации, используемые для обнаружения и определения координат различных объектов [19–22]. Очень перспективно применение магнитометров для навигации [23–27]. Представлены конструкции магнитных компасов с высоким разрешением по углу, на основе которых создаются схемы управления движением различных аппаратов. Расширение сфер применения магнитных методов привело к их проникновению в различные области науки и практической деятельности. В настоящее время магнитометрия широко применяется в химии, биофизике и даже медицине. Есть сообщения о получении магнитокардиограмм и магнитоэнцефалограмм человека. Всё это стимулирует совершенствование конструкций и повышение характеристик магнитометров. Создаются магнитометрические датчики, классификация которых по видам используемых физических принципов приведена в работах [28–29].

Индукционные датчики [19–20] используют наведение ЭДС в индукционном контуре при изменении магнитного потока через этот контур. Изменение магнитного потока через контур также можно получить путем равномерного вращения этого контура в измеряемом поле (например, с помощью синхронного двигателя). Если известна частота вращения, по величине наведенной ЭДС можно определить величину измеряемого поля. Вместо вращения можно задать контуру периодические колебания в пространстве. Для этого можно закрепить измерительную катушку на пьезокристалле, который колеблется под действием поданного на него гармонического напряжения. Наиболее чувствительные вибрационные магнитометры имеют чувствительность $\sim 0,1 - 1$ нТл ($10^{-6} - 10^{-5}$ Э).

Разновидностью индукционного датчика является так называемый *феррозонд* [28], который состоит из стержневого ферромагнитного сердечника и находящихся на нем двух катушек: катушки возбуждения, питаемой переменным током, и измерительной (сигнальной) катушки. Лучшими параметрами обладают чётногармонические феррозонды. Работают они следующим образом. При отсутствии внешнего поля сердечник перемагничивается по симметричной петле гистерезиса, и в сигнальной катушке наводится ЭДС, в которой отсутствует 2-я гармоника. Внешнее измеряемое поле сдвигает кривую перемагничивания сердечника. Цикл перемагничивания становится несимметричным, и в наведенном сигнале появляется 2-я гармоника, которую отфильтровывают, усиливают и измеряют. Феррозонд-

ды обладают очень высокой чувствительностью к магнитному полю – до 10^{-5} - 10^{-4} А/м (10^{-7} - 10^{-6} Э).

Гальваноманнитные датчики основаны на эффекте Холла. Приборы данного типа широко используются для измерения постоянных, переменных и импульсных магнитных полей, а также для исследования магнитных свойств материалов [17, 18, 26]. Чувствительность датчиков на основе эффекта Холла составляет 10^{-5} - 10^{-4} Тл (0,1–1Э).

Магниторезистивные датчики [21, 22, 24, 30] являются разновидностью гальваноманнитных. Магниторезистивный эффект заключается в возникновении силы Лоренца в магнитном поле [28], как и в датчиках на эффекте Холла. Наиболее перспективными являются магниторезистивные датчики на основе тонких плёнок. В работе [22] описаны тонкоплёночные многослойные датчики на основе анизотропного магниторезистивного эффекта, чувствительность которых достигает 10^{-4} Э.

Довольно широкий класс приборов для измерения магнитного поля представляют *квантовые магнитометры* [31], принцип действия которых основан на явлении магнитного резонанса, заключающегося в избирательном поглощении или излучении электромагнитных волн веществом, находящимся в магнитном поле. В зависимости от природы элементарных частиц, участвующих в процессе резонансного поглощения или излучения энергии, различают электронный парамагнитный резонанс (ЭПР) и ядерный магнитный резонанс (ЯМР). Электронный резонанс в магнитоупорядоченных веществах называется *ферромагнитным резонансом* (ФМР). К категории квантовых относятся также сверхпроводящие магнитометры.

Датчики на основе ЯМР могут использовать свободную или вынужденную прецессию ядерного магнитного момента во внешнем измеряемом поле. Чаще применяются датчики на основе свободной прецессии (их называют прецессионными или протонными [4, 28]). Конструктивно датчик представляет собой сосуд с жидкостью, содержащей в значительном количестве атомы водорода. На сосуд накладывается сильное магнитное поле, направленное примерно под прямым углом к измеряемому. Это поле ориентирует магнитные моменты ядер водорода (протонов) в одном направлении. Затем поле резко снимается, после чего магнитные моменты протонов в течение нескольких секунд прецессируют вокруг направления измеряемого поля с частотой, зависящей от величины этого поля. Достижимая чувствительность составляет $\sim 10^{-6}$ Э.

Датчики, основанные на явлении ЭПР, по своему принципу тождественны датчикам на ЯМР. Разница заключается в величине частоты прецессии магнитного момента и ширине линии резонанса. Частота ЭПР примерно на 4 порядка выше частоты ЯМР и составляет $\sim 10^9$ - 10^{10} Гц (при $H_0 \sim 10^3$ Э), т.е. лежит в диапазоне сантиметровых волн. Повышенная частота ЭПР потенциально повышает чувствительность метода. Однако ширина линии ЭПР в сотни раз больше ($\sim 0,5$ Э), чем ширина линии ЯМР, что, напротив, понижает чувствительность метода.

Явление ФМР также позволяет создавать датчики магнитного поля. Интенсивность резонанса в магнитоупорядоченных структурах – ферромагнетиках и ферримагнетиках – на много порядков превышает интенсивность парамагнитного резонанса [32, 33]. ФМР является разновидностью электронного магнитного резонанса.

В работе [34] описан датчик с чувствительностью $\sim 10^{-5}$ Э на поверхностных магнитостатических волнах в пленках ЖИГ. В работе [10] приведено описание датчика на пермалловых пленках, который имеет размеры 20×20 мм². Его чувствительность составляет 10^{-6} - 10^{-7} Э. В работе [35] предложен генераторный датчик на основе ФМР в YIG- сфере диаметром 0,2–0,4 мм. Предварительные оценки и эксперименты показали, что его чувствительность находится на уровне единиц нТл.

Если рассматривать комплекс параметров магнитометра – чувствительность, массу, габариты, энергопотребление, пространственная разрешающая способность, – то одним из наиболее перспективных направлений представляется разработка магнитометров на основе ФМР в ЖИГ-сферах¹. Эти магнитометры используют в качестве информационного параметра частоту. Частота сигнала, представленная в цифровой форме, является одним из наиболее точно измеряемых и помехозащищенных факторов. Малые размеры магниточувствительного элемента определяют высокую пространственную разрешающую способность. Габариты, масса, энергопотребление таких датчиков могут быть очень малыми. Чувствительность датчика на ФМР определяется шириной линии ФМР, стабильностью тока электромагнита, стабильностью частоты задающего генератора, разрешающей способностью частотомера, магнитными шумами ферромагнитного элемента и электронными шумами применяемой аппаратуры. Учет всех этих факторов в процессе разработки может существенно повысить параметры и эксплуатационные характеристики магнитометров данного типа.

Результаты патентных исследований, приведенные в табл. 1 и 2, свидетельствуют, что работы по магнитометрическим датчикам и магнитометрам на их основе ведутся достаточно интенсивно.

Всего найдено 55 патентов по рассматриваемой тематике, они по годам опубликования распределяются следующим образом:

Год опубликования	Кол-во патентов	Год опубликования	Кол-во патентов
1989	1	1996	5
1990	1	1997	4
1991	1	1998	6
1992	3	1999	1
1993	3	2000	7

¹ Магнитометрические датчики, построенные на основе монокристаллических пленок ЖИГ, включая многослойные с заданным законом изменения намагниченности и полей анизотропии в каждом слое и профилем магнитных параметров по толщине пленки, будут иметь еще ряд существенных преимуществ – на порядки выше угловое разрешение и чувствительность.

1994	13	2001	1
1995	7	2002	3

По странам-заявителям патенты распределяются так:

Страна	Кол-во патентов
СССР и Россия	25
США	19
Германия	5
Франция	2
Япония	2
Англия	1
Австрия	1

Ведущими зарубежными и отечественными фирмами в разработке датчиков и магнитометров являются: Hitachi Ltd (Япония), К.К. Toshiba (Япония), Honeywell Inc. (США), Siemens A.G.(ФРГ), Denk. К.К. (США), IBM Corp. (США), Secretary of the Navy (США), Сяпу К.К. (Япония), Sharp К.К.(США), Войсковая часть 35533 (Россия), Институт проблем управления РАН (Россия), Научно-производственное предприятие «МАГТИП» (Россия).

Все выявленные патенты имеют целью повышение чувствительности датчиков к слабым магнитным полям и совершенствование способов обработки сигналов датчиков и двух- и трехкоординатных магнитометров с целью увеличения их разрешающей способности.

Во всех выявленных патентах за основу берутся магнитометрические датчики, работающие на уже известных принципах: магниторезистивных, феррозондовых, гальваномагнитных и резонансных.

По принципам работы датчиков все патенты распределяются следующим образом:

- магниторезистивные датчики и магнитометры на их основе – 32 патента;
- феррозондовые датчики и магнитометры на их основе – 12 патентов;
- гальваномагнитные датчики – 4 патента;
- индукционные датчики и магнитометры на их основе – 3 патента;
- резонансные датчики и магнитометры на их основе – 4 патента.

Патентуемые датчики и магнитометры предназначены для регистрации механических перемещений, измерения постоянных и переменных магнитных полей, включая слабые (магнитное поле Земли), для использования в тахометрах, устройствах неразрушающего контроля, датчиках перемещения. Области применения: в геофизике, для составления магнитных карт Земли, в геологоразведке, для поиска полезных ископаемых, в материаловедении, для навигации.

Классификационные рубрики и классы по предмету патентного поиска

Предмет поиска (объект исследования, его составные части, товар)	Страна поиска	Источники информации, по которым проведен патентный поиск	
		Наименование	Классификационные рубрики (МПК (МКИ), МКПО, НКИ и другие) и классы
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	США Япония Германия Франция Великобритания Россия	Магнитный датчик Магниторезистивный датчик Магниторезистивный прибор Магниторезистивный элемент Магнитометр	МПК ⁷ С 23 С 14/35
			МПК ⁷ С 23 С 08/10 МКИ ⁵ Н 01 L 43/08
			МКИ ⁵ Н 01 L 43/00 МКИ ⁵ G 01 R 33/02
			МКИ ⁵ G 01 R 33/06 МКИ ⁵ Н 01 L 27/22
			МКИ ⁵ Н 01 В 12/02 НКИ 324/248 НКИ 324/252
			НКИ 257/421 МКИ ⁶ G 01 R 33/02 НКИ 257/423
			МКИ ⁴ G 01 R 15/22 НПК 204/192.2
			МПК ⁷ Н 01 С 10/10 НКИ G1И
			МПК ⁷ G 01 R 33/095 МПК ⁷ G 11 В 5/39
			МПК ⁷ G 01 R 33/09 МПК ⁷ G 01 R 33/02 НПК 324/253

Таблица 2

Краткие описания изобретений по предмету патентного поиска

Предмет поиска	Страна поиска	Заявитель (патентообладатель), страна. Номер заявки, дата приоритета, дата публикации	Название изобретения
1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	США, патент 5099298, МКИ ⁵ , НКИ 357/27, Н 01 L 27/22	Nakamura Tetsuro, Kikuchi Satoshi; Mitsubishi Petrochemical Co. Ltd, Япония; № 1- 144025; Приор. 08.06.89; Опубл. 24.03.92	Магниточувствительный полупроводниковый прибор

--	--	--	--

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	США, патент 6165287, МПК ⁷ C 23 C 08/10	Fujitsu Ltd., Sato Masashige, Kobayachi Kazuo, Kikuchi Hideyuki, Япония; № 09/371661; Приор. 26.03.97; Оpubл. 26.12.2000	Магнитный чувствительный элемент с ферромагнитным туннельным переходом
	США, патент 6121770, МПК ⁷ , НПК 324/244, G 01 R 33/02	Япония; № 09/100731; Приор. 14.07.97; Оpubл. 19.09.2000	Магнитный датчик с импедансом магнитной катушки
	США, патент 6084406, МПК ⁷ , НПК 324/253 G 01 R 33/02	John J. James, George Hsu, Precision Navigation, Cal.США; № 08/831322; Оpubл. 04.07.2000	Магнитометр с полупериодным насыщением сердечника
	Россия, патент 93054150, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Прокошин А.Ф., Козлов А.Г., Кротов А.П. и др., Россия; № 930541150/28; Оpubл. 10.09.96	Способ измерения напряженности магнитного поля
	Россия, патент 2069374, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Хвостов О.П., Россия; № 4943688/25; Оpubл.	Способ векторных магнитных измерений
	Россия, патент 786537, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Бледнов В.А., Россия; № 2793986/21; Оpubл. 27.09.96	Способ определения компонент вектора магнитной индукции
	США, патент 5351027, МКИ ⁵ , НКИ 338/32R, H 01 L 43/00	Kawamata Syooichi, Takahashi Tadashi, Morinfd Shigeki, Hitachi,Ltd, Япония; № 852663; Приор. 20.03.91; Оpubл. 27.09.94	Магнитный датчик

	США, патент 5365212, МКИ ⁵ , НКИ 338/32R, H 01 L 43/00	Salto Yoshiaki, Inometa Koichiro, Okuno Shiho, Takahash Yoshinori, К.К. Toshiba; Япония; № 100427; Приор. 02.08.93; Оpubл. 15.11.94	Прибор на основе магниторезистивного эффекта
--	---	---	--

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	США, патент 5351028, МКИ ⁵ , НКИ 338/32R, H 01 L 43/00	Krftn Donald R., Honeywell Inc., США; № 76511; Оpubл. 7.07.94	Магниторезистивный датчик с эффектом близости
	США, патент 5373238, МКИ ⁵ , НКИ 324/252, G 01 R 33/02	Mtguire Thjmas R., Plaskett Thomas S., США; № 973095; Оpubл. 13.12.94	Четырехслойный магниторезистивный прибор и способ его изготовления
	СССР, патент А.С. 1797416, МКИ ⁶ H 0 1 L 29/82	Одесский электротехнический институт связи, СССР; № 4874396/25; Оpubл. 20.10.95	Магнитотранзистор
	ФРГ, патент 4243357, МКИ ⁵ H 0 1 L 43/08	Berd Hugo van den; Siemens A.G., ФРГ; № 42433576; Оpubл. 23.06.94	Магниторезистивный датчик
	США, патент 5324977, МКИ ⁵ , НКИ 257/421, H 0 1 L 27/22	Honda Ziro, I manaka Masato; Mitsubishin Denki К.К., Япония; № 978424; Приор. 30.07.92; Оpubл. 28.06.94	Гибридный ферромагнитный интегральный прибор
	США, патент 5341118, МКИ ⁵ , НКИ 338/32R, H 0 1 L 43/00	Parkin Stuart S.P., Roche Kevin P., I B M Corp., США; № 60462; Оpubл. 23.08.94	Многослойная магнитная структура, в которой величина магнитосопротивления является функцией толщины немагнитного слоя
	ФРГ, патент 4243358, МКИ ⁵ H 0 1 L 43/08	Berd Hugo van den; Siemens A.G., ФРГ; № 42433584; Оpubл. 23.06.94	Магниторезистивный датчик с искусственным антиферромагнитом и способ его изготовления

США, патент 5140267, МКИ ⁵ , НКИ 324/248, Н 0 1 В 12/02	Shintaku Hidetaka; Sharp К.К., Япония; № 659722; Приор. 26.02.90; Оpubл. 18.08.92	Прибор с многими магниторезисторами и раздельными источниками напряжения смещения для измерения распределения магнитных полей в пространстве
США, патент 5206590, МКИ ⁵ , НКИ 324/252, G 0 1 R 33/02	Daniele. Parkin Stuart S.P., Speriosu Virgil S., Withoit Dennis R.; IBM Corp., США; № 625343; Оpubл. 27.04.93	

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	США, патент 5208477, МКИ ⁵ , НКИ 257/421, Н 0 1 L 27/22	Kub Francis J.; USA Secretaryn of the Navy., США; № 636348; Оpubл. 04.05.93	Магнитный датчик с резистным затвором
	США, патент 5247278, МКИ ⁵ , НКИ 338/32R, Н 0 1 L 43/00	Pant Bharat B.(st), Krahn Donald R., Fryer Richard B., Honeywell Inc., США; № 797872; Оpubл. 21.09.91	Магниточувствительный прибор
	США, патент 5416353, МКИ ⁶ , НКИ 257/421, Н 01 L 27/22	Kamiguchi Yuzo, Sawabe Altsuhito, Sahashi Masashi, Iwasaki Hitoshi, К.К. Toshiba, Япония; № 118765; Приор. 11.09.92; Оpubл. 16.05.95	Магниторезистивный элемент
	США, патент 5422571, МКИ ⁶ , НКИ 324/252, G 01 R 33/02	IBM Corp., США; № 14981; Оpubл. 06.06.95	Магниторезистивный датчик на эффекте спинового затвора с немагнитным тыльным слоем
	Япония, патент 1259584, МКИ ⁴ , Н 01 L 43/08/, G 01 P 15/12	Накамити Масуми, Сяпу К.К., Япония; № 63-87857; Оpubл. 17.10.89	Магниторезистивный элемент
	Япония, патент 210882, МКИ ⁵ , Н 01 L 43/08	Мацусита дэнки санге К.К., Япония; № 63-161718; Оpubл. 16.01.90	Полупроводниковый тонкопленочный магниторезистивный элемент и способ его изготовления

США, патент 5126668, МКИ ⁵ , НКИ 324/248, Н 01 В 12/02	Nojima Hideo, Kataoka Shoel, Tsuchimoto Shuhel, Hashizume Nobuo; Sharp К.К., Япония; № 380011; Приор. 15.07.88; Оpubл. 30.06.92	Способ устранения эффекта гистерезиса в магниторезистивном приборе
США, патент 6153062, МПК ⁷ , НПК 204/192.2, 6153062	Alps Electric Co., Ltd, Saito Masamichi, Watanabe Toshinori, Япония; № 8-242043; Приор. 12.09.96; Оpubл. 28.11.2000	Магниторезистивный датчик и головка

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	Германия, патент 19924756, МПК ⁷ , Н 01 L 43/08/	Robert Bosch GmbH, Schmolnruber Peter, Freitag Martin, Brueckl Hubert, Heitmann Sonja, Huetten Andreas, reiss Guenter, Германия; №19924756; Оpubл. 30.11.2000	Магниторезистивный элемент
	ФРГ, патент 4232244, МКИ ⁵ , G 01 R 33/06/	Siemens AG, ФРГ, № 42322448; Оpubл. 31.03.94	Датчик магнитного поля с использованием магниторезистивного эффекта
	Австрия, патент 407803, МПК ⁷ , G 01 R 33/095/, G 11 В 5/39/	Diplomingeiniieur Hans Schiebel, Elektronische Gerate Gesselschaft M.V.H. Hauser Hans Dipl., Inc, Австрия	Датчик магнитного поля
	Германия, патент 19839450, МПК ⁷ , G 01 R 33/09/, G 01 В 7/30	Deltmann Fritz, Dr. Institut fur Mikrostrukturtechnologie und Optoelektronik, Германия; № 19839450; Оpubл. 09.03.2000	Магниторезистивный датчик на чипе с двумя и более полумостовыми или полностью мостовыми измерительными элементами

США, патент 6100686, МПК ⁷ , НПК 324/252, G 01R 33/09/	Martinus H.W.M. Van Delden, Kars-Michiel H. Lenssen, U.S.Philips Corp., США; № 09/096074; Оpubл. 08.08.2000	Датчик магнитного поля с двойным мостом Уитстона
Великобритания, патент 2276727, МКИ ⁵ , НКИ G1H, G 01 R 33/06	Trevor J.Birch, Великобритания; № 93067940; Оpubл. 05.10.94	Магнорезистивный магнитометр
Россия, патент 2000129864, МПК ⁷ , H 01L 43/08	Войсковая часть 35533, Россия; № 2000129864/28; Оpubл. 20.10.2002	Магнорезистивный датчик
Россия, патент 2185691, МПК ⁷ , H 01L 43/08	Войсковая часть 35533, Россия; №2001104301/28; Оpubл. 20.07.02	Магнорезистивный датчик

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	Россия, патент 2175797, МПК ⁷ , H 01L 43/08	Институт проблем управления РАН, Россия; № 2000127962/28; Оpubл. 10.11.01	Магнорезистивный датчик
	Россия, патент 2139602, МПК ⁶ , H 01L 43/08	Войсковая часть 35533, Россия; № 98106254/28; Оpubл. 10.10.99	Магнорезистивный датчик
	Россия, патент 94027656, МПК ⁶ , H 01L 43/08	Институт проблем управления РАН, Россия; № 94027656/25; Оpubл. 20.05.97	Магнорезистивный датчик
	Россия, патент 2066899, МПК ⁶ , H 01L 43/08	Володин Н.М., Россия; № 5059377/21; Оpubл. 20.09.96	Способ изготовления магнорезистора
	Россия, патент 93003023, МПК ⁶ , H 01L 43/08	Научно-производственное предприятие «МАГ-ТИП», Россия; № 94027656/25; Оpubл. 27.12.9	Магнорезистор
	СССР, патент 1376755, МКИ ⁵ , G 01 R 33/02	СССР; № 4032806/21; Оpubл. 20.04.95	Устройство для измерения магнитного поля

Россия, патент 1318069, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Соборов Г.И., Россия; № 3919543/21; Оpubл. 10.08.98	Цифровой феррозондовый магнитометр со следящим уравниванием
Россия, патент 94009917, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Торгово-промышленная компания «Гикон» Тельминов М.М., Коновалов Д.Е., Россия; № 94009917/09; Оpubл. 20.08.96	Датчик магнитного поля
Россия, патент 1321242, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Соборов Г.И., Россия; № 4002056/21; Оpubл. 10.08.98	Устройство для измерения магнитных полей
Россия, патент 95100485, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Сибирский химический комбинат Ещенко А.Ф., Россия; № 95100485/07; Оpubл. 11.01.95	Чувствительный элемент устройства для измерения напряженности слабых магнитных полей

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	Россия, патент 97109641, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	АО Раменское приборостроительное конструкторское бюро Соборов Г.И., Россия; № 97109641/09; Оpubл. 20.12.98	Устройство для измерения магнитных полей
	Россия, патент 2191398, МПК ⁷ , G 01 R 33/02	Южно-Российский государственный технический университет (Новочеркасский политехнический институт), Россия; № 2000118024/09; Оpubл. 20.10.02	Устройство для измерения напряженности магнитного поля
	Россия, патент 2118831, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	АО Раменское приборостроительное конструкторское бюро Соборов Г.И., Россия; № 97109641/09; Оpubл. 10.09.98	Устройство для измерения магнитных полей

Россия, патент 2103703, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Малое инновационное предприятие «АРАС», Россия; № 96100386/09; Оpubл. 27.01.98	Феррозондовый магнитометр
Россия, патент 96100386, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Малое инновационное предприятие «АРАС» Семенов И.А., Россия; № 96100386/09; Оpubл. 20.04.98	Феррозондовый магнитометр
Россия, патент 2085962, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	АО Раменское приборостроительное конструкторское бюро Соборов Г.И., Россия; № 94009099/28; Оpubл. 27.07.97	Устройство для измерения магнитных полей
Россия, патент 2075758, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Прокошин А.Ф., Козлов А.Г., Кротов А.П. и др., Россия; № 93054150/28; Оpubл. 20.03.97	Способ измерения напряженности магнитного поля
Франция, патент 9303009, МКИ ⁵ , G 01 R 33/24	Institut National de la propriete industrielle, Франция; Оpubл. 23.09.94	Многоосевой резонансный магнитометр

Окончание табл. 2

1	2	3	4
Магнитометрические датчики генераторного типа и магнитометры на их основе	Франция, патент 9303008, МКИ ⁵ , G 01R 33/20	Duret Denie Commissariat a l'energie atomique, Франция; №2702844; Оpubл. 23.09.94	Цифровой направленный резонансный магнитометр
	Россия, патент 92002210, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Институт физики им. Л.В. Киренского СО РАН Беляев Б.А., Тюрнев В.В., Россия; № 2868047/21; Оpubл. 20.03.95	Датчик магнитного поля
	Россия, патент 94044445, МПК ⁶ , G 01 R 33/02	Торгово-промышленная компания «ГИКОН» Тельминов М.М., Россия; № 94044445/07; Оpubл. 27.03.97	Способ измерения индукции магнитного поля

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Яновский Б. М. Земной магнетизм. Л., 1964.
2. Колесова В. И. Аналитические методы магнитной картографии. М., 1985.
3. Магнитное поле океана. М., 1990.

4. GSM-19T (W) Proton Precession Magnetometer / Gradiometer // www.giscogeo.com
5. GSM-30 Portable Potassium Magnetometer / Gradiometer // www.giscogeo.com
6. *Логачев А. А.* Курс магниторазведки. М., 1951.
7. Magnetometers. Micro-orientation sensor // www.xbow.com
8. Magnetometers. PC board level 3-axis fluxgate magnetometer // www.xbow.com
9. Гироскопический инклинометр ИГМ-73-120/60 / Ижевский механический завод (ГУП «ИМЗ») // Материалы сайта www.izh.ru
10. *Беляев Б. А., Бутаков С. В., Лексиков А. А.* Микрополосковый тонкоплёночный датчик слабых магнитных полей // Микроэлектроника. 2001. Т. 30, № 3. С. 228 – 237.
11. *Дубинин Д. В., Бутаков С. В.* Двухкомпонентный микрополосковый датчик магнитного поля // Институт физики СО РАН, Красноярск // www.Kirensky.ru
12. Stresscan-500 // www.argosy-tech.ru
13. Измеритель напряженности магнитного поля ИМП-6 // www.nw-technology.ru
14. Измеритель напряженности магнитного поля ИМАГ-400Ц // www.nw-technology.ru
15. *Жуков С. В., Копица Н. Н.* Исследование параметров полей МН в металлических конструкциях приборами «Комплекс 2.05» // www.ndt.spb.ru
16. *Жуков В. Г., Богданов Е. А., Клюев В. А., Шпаков И. И., Хоменко С. В.* Определение износа квантовых канатов порталных и башенных кранов в местах их заделки в муфты с применением дефектоскопа ИНТРОС // www.ndt.spb.ru
17. Магнитные интроскопы серии МИ-2Х для наружного обследования трубопроводов // www.introsco.ru
18. Внутритрубные магнитные интроскопы серии МИ-3Х для диагностирования трубопроводов // www.introsco.ru
19. *Городницкий А. М., Филин А. М.* Изучение дна океанов и поиск металлических объектов магнитными методами // Вестн. РАН. 2001. № 1. С. 21 – 28.
20. Geometrics G-866 Magnetometer // www.seatronics-group.com
21. *Касаткин С. И. и др.* Пространственно-векторная мышь для САПР трехмерной графики // www.introsco.ru
22. *Касаткин С. И. и др.* Тонкоплёночные многослойные датчики магнитного поля на основе анизотропного магниторезистивного эффекта // Микроэлектроника. 2000. Т. 29, № 2. С. 149 – 160.
23. *Михлин Б. З., Селезнев В. П., Селезнев А. В.* Геомагнитная навигация. М., 1976.
24. Digital compass solutions. Solid State Electronics Center // www.magneticsensors.com
25. 3-axis magnetic sensor. Solid State Electronics Center // www.magneticsensors.com
26. Sensor for Robotic Applications // www.robotstorehk.com
27. Mark III Robot Store. Devantech CMPS03 Digital Compass // [www.junun.org/Mark III / info.Jsp?itam=26](http://www.junun.org/MarkIII/info.Jsp?itam=26)
28. *Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Щёлкин А. П.* Магнитометрические преобразователи, приборы, установки. Л., 1972.
29. Физический энциклопедический словарь. М., 1984.
30. *Васильева Н. П., Касаткин С. И., Муравьев Л. М.* Тонкоплёночные магниторезистивные датчики // Зарубежная электронная техника. 1994. № 4-6. С. 56 – 76.
31. *Померанцев Н. М., Рыжков В. М., Скряцкий Г. В.* Физические основы квантовой магнитометрии. М., 1972.
32. *Гуревич А. Г.* Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М., 1973.
33. *Лебедь Б. М., Лаврович В. А., Хохлышев И. О.* Ферритовые фильтры и их применение в приборах с магнитной перестройкой частоты: Обзоры по электронной технике. Сер. 1, Электроника СВЧ. М., 1982. Вып. 10 (914).
34. *Ваннэ Г. М.* СВЧ-устройства на магнитостатических волнах: Обзоры по электронной технике. Сер. 1, Электроника СВЧ. М., 1984.

35. *Игнатъев А. А., Гурзо В. В., Плешков В. В., Тугушов Д. В.* Генераторный YIG-датчик магнитной индукции // Направления развития электронного приборостроения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов, 18-19 февр. 2003 г. Саратов, 2003.

УДК 537.622.6, 53.083.2, 621.373, 621.315.592

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ И ЗАРУБЕЖНЫЕ ПАТЕНТЫ ПО ТРАНЗИСТОРАМ, МАГНИТОТРАНЗИСТОРАМ И ЖИГ-ГЕНЕРАТОРАМ ЗА 1992–2003 ГОДЫ

**А. А. Игнатъев, А. В. Ляшенко*, В. А. Костяков, С. П. Кудрявцева,
Л. А. Романченко, Л. С. Сотов, Л. Л. Страхова, А. Л. Хвалин**

Саратовский государственный университет
Россия, 410012, Саратов, Астраханская, 83
E-mail : kof@sgu.ru

*ОАО «Тантал»
Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А
E-mail : tantal@renet.ru

В статье приведены результаты патентных исследований по транзисторам, магнитотранзисторам и ЖИГ-генераторам. Проведены анализ и систематизация патентной информации за 1992–2003 годы по данной тематике.

Ключевые слова: транзистор, магнитотранзистор, ЖИГ-генератор.

Russian and Foreign Patents on Transistors, Magnetotransistors and YIG-Generators from 1992 to 2003 Years.

**A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko, V. A. Kostyakov, S. P. Kudryavceva,
L. A. Romanchenko, L. S. Sotov, L. L. Strakhova, A. L. Khvalin**

The results of patent researchings on transistors, magnetotransistors and YIG-generators are presented in the article. There are made the analyse and systematization of patent information from 1992 to 2003 years on this theme.

Key words: transistor, magnetotransistors, YIG-generator.

Магнитоэлектронный транзистор (МЭТ) – новый вид активных элементов СВЧ-, КВЧ-диапазона, параметры и характеристики которого (коэффициент усиления, избирательность, фазочастотные искажения, коэффициент шума, входной и выходной импедансы, уровень боковых гармоник, неравномерность амплитудно-частотной и фазочастотной характеристик) управляются внешним постоянным магнитным полем. МЭТ представляет собой специальную конструкцию, содержащую базовый биполярный или полевой транзистор с встроенным в полупроводниковый кристалл (или в непосредственной близости от него) ферритовым микрорезонатором того или иного типа, конструкции, материала.

Управление магнитным полем параметрами МЭТ основано на свойстве ферритового микрорезонатора изменять свою резонансную частоту и компо-

ненты тензора ВЧ магнитной проницаемости $\bar{\mu}$, а в многосвязанной системе – и компоненты тензора диэлектрической проницаемости $\bar{\epsilon}$ в зависимости от напряженности внешнего магнитного поля. Для обеспечения эффективного взаимодействия ферритового микрорезонатора с подводщими линиями передачи возникает необходимость разработки специальной конструкции элемента связи. Основными требованиями, предъявляемыми к элементу связи, являются: технологичность, возможность получения высокой повторяемости параметров при существующих современных технологиях производства СВЧ-компонентов, предельно малый уровень вносимых потерь, высокий уровень развязки для элементов проходного типа и малый уровень поглощения для режекторного типа. Таким образом, МЭТ, базовый элемент магнитоуправляемых усилителей и генераторов, представляет собой специально разработанную конструкцию транзистора, включающую в себя отрезок линии передачи (элемент связи) с установленным ферритовым микрорезонатором.

Характеристики МЭТ во многом определяются выбором базовой схемы усилителя; выбором типа и конструкции базового транзистора; типом элемента или элементов связи на ферритовых микрорезонаторах и местом их включения в транзистор или схему.

Определены классификационные рубрики МКИ, НКИ, проведен поиск патентной документации по этим рубрикам в Internet и в реферативных журналах, осуществлен анализ аннотаций к патентам, проведена систематизация материала и составлены таблицы отечественных и зарубежных патентов по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе.

Исследования показали, что в данном направлении в настоящее время ведутся интенсивные исследования в США, Японии, Англии, Германии и России. Из 34 отобранных по этой тематике патентов наибольшее количество (25) патентов принадлежит США.

Анализ показал, что с 1992 по 1996 г. запатентовано 23, а с 1997 по 2001 г. – 11 изобретений из 34.

Ведущими фирмами за рубежом и в России по разработке транзисторов, магнитотранзисторов, спиновых транзисторов и устройств на их основе являются Bell Communications Research Inc. (США), Power Integrations Inc. (США), NEC Corporation (Япония), Одесский электротехнический институт (СССР), Hitachi Ltd. (Япония), GEC-Marconi Limited (Великобритания), Space Communications Research Corporation (Япония), Raytheon Company (США), General Instrument Corporation (США), Wiltron Company (США), Daimler-Benz Aerospace AG (Германия), Matsushita Electric Industrial Co. Ltd. (Япония) и др.

Большую группу составляют патенты, касающиеся разработки, использования и улучшения характеристик ЖИГ-генераторов. В этих патентах рассматриваются перестраиваемый генератор с ферритовым резонатором; генератор с магнитной перестройкой частоты мм-диапазона со сферическим резонатором на иттриевом гранате; генератор опорного сигнала с малым уровнем фазовых шумов, содержащий перестраиваемый по частоте ЖИГ-резонатор; синтезатор, в составе которого используется СВЧ-генератор с резонатором на ЖИГ; структурная схема ступенчатого программируемого СВЧ-

синтезатора частоты, в котором используется ЖИГ-генератор; контур ФАПЧ для настройки ЖИГ-генератора; способ стабилизации частоты с помощью системы ФАПЧ, включающей в себя ЖИГ-генератор.

В ряде патентов рассматриваются магнитотранзисторы для измерения магнитного поля; магнитотранзистор, чувствительный ко всем трем пространственным составляющим магнитного поля, биполярный (БП) магнитотранзистор для магнитометра; магнитоспиновый транзистор.

Выявлены прототипы магнитоуправляемых генераторов (табл. 1, 2), в которых ЖИГ-резонатор включается во внешнюю цепь транзистора, а магнитотранзисторы используются только для измерения достаточно больших значений магнитного поля (0,1 – 1,0 Э).

Проведенные патентные исследования по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе, показали, что в данном направлении ведутся интенсивные исследования в США, Японии, Великобритании, Германии, России. Всего найдено 34 патента по рассматриваемой тематике.

Выявленные патенты по годам опубликования распределяются следующим образом:

Год опубликования	Кол-во патентов	Год опубликования	Кол-во патентов
1992	3	1998	3
1993	4	1999	2
1994	10	2000	3
1995	4	2001	3
1996	2		

По странам-заявителям патенты распределились так:

Страна	Кол-во патентов
СССР и Россия	4
США	25
Германия	3
Великобритания	2

Наибольшее количество патентов принадлежит США – 25 из 34.

Подобраны патенты, касающиеся транзисторных усилителей: усилитель на арсенид-галлиевой структуре; усилитель на БТ; ВЧ-усилитель мощности на полевом транзисторе (ПТ) и транзисторных генераторов.

Таблица 1

Классификационные рубрики и классы по предмету патентного поиска

Предмет поиска (объект исследования, его составные части, товар)	Страна поиска	Источники информации, по которым проведен поиск	
		Патентные	
		Наименование	Классификационные рубрики: МПК (МКИ), МКПО, НКИ и др. и классы
1	2	3	4

Транзисторы, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	США Германия Великобритания Россия	Полевой транзистор	МПК ⁷ Н 01 L 29/82
		Магнитотранзистор	МПК ⁷ Н 01 L 27/14
		Магнитоспиновый транзистор	МПК ⁷ Н 01 L 29/08
		Транзисторный усилитель	МПК ⁷ Н 01 F 1/26 МКИ ⁶ Н 01 L 29/72 МКИ ⁵ Н 01 L 27/22 МКИ ⁶ Н 01 L 27/22 MGR ⁷ Н 01 L 51/00 МКИ ⁵ Н 01 L 27/085
		Перестраиваемый генератор с ферритовым резонатором	МКИ ⁴ G 01 R 15/22
		ЖИГ-генератор	МКИ ⁶ Н 01 L 29/812
		Генератор с магнитной перестройкой частоты	МКИ ⁵ Н 03 F 3/60
		Синтезатор частоты	МКИ ⁵ Н 03 В 5/18

Окончание табл. 1

1	2	3	4
Транзисторы, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	США Германия Великобритания Россия	Биполярный транзистор	МКИ ⁶ Н 01 L 29/82
			МКИ ⁵ Н 03 G 3/20
			МКИ ⁵ Н 03 F 3/45
			МКИ ⁵ Н 03 F 3/26
			МКИ ⁵ Н 03 F 3/68
			МПК ⁷ Н 01Q 11/12
			МПК ⁷ Н 03 F 3/14
			МПК ⁷ Н 03 F 3/26
			МКИ ⁵ G 11 В 5/02
			МКИ ⁵ Н 03 F
			МКИ ⁶ Н 03 В 1/00
			МПК ⁶ Н 03 В 19/00
			МКИ ⁵ Н 03 В 21/01
			МПК ⁶ Н 03 В 5/12
МПК ⁶ Н 03 В 5/40			
МПК ⁷ Н 04 В 1/06			

Таблица 2

Краткие описания изобретений по предмету патентного поиска

Предмет поиска	Страна выдачи, вид и номер охранного документа. Классификационный индекс	Заявитель (патентообладатель), страна. Номер заявки, дата приоритета, дата публикации	Название изобретения
1	2	3	4
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	США, патент 620 4544, МПК ⁷ , Н 01 L 29/82, Н 01 L 27/14	Board of Supervisors of Louisiana State University and Agricultural and Mechanical College, Wang Xiadong, США; №09/249193; Оpubл. 20.03.01	Полевые транзисторы со смещаемым в горизонтальном направлении затвором для использования в миниатюрных датчиках и исполнительных механизмах
	Великобритания, патент 2356286, МПК ⁷ , Н 01 L 29/08 Н 03 F 1/26	Leitch James Rongar, Великобритания; №9915855.2; Оpubл. 06.05.01	Транзистор
	Россия, патент 2054755, МКИ ⁶ , Н 01 L 29/72	Аронов В.Л. и др., Россия; № 92014595/25; Оpubл. 20.02.96	Мощный СВЧ-транзистор

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы и спиновые транзисторы, и устройства на их основе	США, патент 5323050, МКИ ⁵ , НКИ 257/414, Н 01 L 27/22	Ristic Ljubisa; Motorola Inc., США; № 69802; Оpubл. 21.06.94	Структура коллектора для магнитотранзистора
	США, патент 5446307, МКИ ⁶ , НКИ 257/423, Н 01 L 27/22,	USA represented by the Secretary of the Army, США; № 334823; Оpubл. 29.08.95	Микроэлектронный трехмерный биполярный магнитотранзисторный магнетометр
	США, патент 5432373, МКИ ⁶ , НКИ 257/421, Н 01 L 27/22	Johnson Mark B.; Bell Communications Research Inc., США; № 346329; Оpubл. 11.07.95	Магнитоспиновый транзистор

	Россия, патент 2175795, МПК ⁷ , Н 01 L 51/00	Россия; № 2000132424/28; Оpubл. 10.11.01	Полевой транзистор с изолированным затвором
	США, патент 5313082, МКИ ⁵ , НКИ 257/262, Н 01 L 27/085	Klas H. Eklund, Power Integrations Inc., Mountain View, США; Оpubл. 17.05.94	Высоковольтный МОП-ПТ с низким сопротивлением в открытом состоянии
	СССР, патент 1118245, МКИ ⁶ , Н 01 L 29/812	Россия; № 3605364/25; Оpubл. 19.06.95	Полевой СВЧ-транзистор
	США, патент 5339047, МКИ ⁵ , НКИ 330/286, Н 03 F 3/60	US represented by the Secretary of the Army, США; № 18969; Оpubл. 16.08.99	Транзисторный усилитель х-диапазона с биполярными переходами
	США, патент 5345194, МКИ ⁵ , НКИ 331/99, Н 03 В 5/18	Isamu Nagasaco Nec Corporation, Япония; № 914209; Приор. 23.07.91; Оpubл. 06.09.94	Полевой транзистор с двумя затворами, предназначенный для использования в ВЧ-генераторах
	СССР, патент 1797416, МКИ ⁶ , Н 01 L 29/82	Одесский электротехнический институт связи, СССР; № 4874396/25; Оpubл. 20.10.95	Магнитотранзистор

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их ос-	США, патент 5099298, МКИ ⁵ , НКИ 357/27, Н 01 L 27/22	Mitsubishi Petrochemical Co. Ltd, Япония; № 700352; Приор. 08.06.89; Оpubл. 24.03.92	Магниточувствительный полупроводниковый прибор

НОВЕ	США, патент 5325072, МКИ ⁵ , НКИ 330/286, Н 0 3 F 3/60	Iwanichi Kohjiro, Masahito Numanimi, Hitachi Ltd, Япония; № 988892; Приор. 18.12.91; Оpubл. 28.06.94	ВЧ-усилитель мощности в модульном исполнении
	США, патент 5311143, МКИ ⁵ , НКИ 330/127, Н 0 3 G 3/20	John L. Soliday, Motorola Inc, США; № 908144; Оpubл. 10.05.94	Метод и схема для управления смещением в радиочастотном усилителе
	Великобритания, патент 2273837, МКИ ⁵ , Н 0 3 F 3/45	Steven Michael Fluxman, Cario Reita, GEC-Marconi Limited, Великобритания; № 92258839; Оpubл. 29.06.94	Операционный усилитель на поликремниевых тонкопленочных транзисторах
	США, патент 5274341, МКИ ⁵ , НКИ 330/269, Н 0 3 F 3/26	Kenji Sekine, Masami Ohnishi, Hitachi, Ltd, Япония; № 914408; Приор. 19.07.91; Оpubл. 28.12.93	ВЧ-усилитель мощности
	США, патент 5274342, МКИ ⁵ , НКИ 330/295, Н 0 3 F 3/68	Cheng P. Wen, Hughes Aircraft Company, США; № 843344; Оpubл. 28.12.93	Монолитная СВЧ-ИС на основе распределенного каскадного усилителя на биполярном транзисторе
	США, патент 6091942, МПК ⁷ , НПК 455/234.1, Н 0 1 Q 11/12, Н 04 В 1/06	Kenneth Vern Buer, David Warren Corman, Motorola, Inc, США; № 08/755861; Оpubл. 18.07.2000	Метод и схема самоустановки усилителя
	США, патент 6121842, МПК ⁷ , Н 0 3 F 3/14	Michel G. Adlerstein, Mark P. Zalitin, Raytheon Company, США; № 08/861410; Оpubл. 19.09.2000	Каскадный усилитель

Продолжение табл. 2

1	2	3	4
---	---	---	---

Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	США, патент 6107885, МПК ⁷ , НПК 330/276, Н 0 3 F 3/26	Philip Migueler, Rudolph J. Menna, general Instrument Corporation, США; № 09/236175; Оpubл. 22.08.2000	Широкополосный линейный трехкаскадный усилитель на арсенидгаллиевых ПТ
	США, патент 5323278, МКИ ⁵ , НКИ 360/67, G 11 B 5/02	John T. Contreras, San Jose, Stephen A. Jove, International Business Machines, США; № 946208; Оpubл. 21.06.94	Малошумящий усилитель для магниторезистивных датчиков
	США, патент 5274340, МКИ ⁵ , НКИ 330/68, Н 0 3 F	Akihito Deki и др., Matsushita Electric Industrial Co., Ltd., Osaka, Япония; № 847087; Приор. 03.09.90; Оpubл. 28.12.93	СВЧ-многокаскадный усилитель
	США, патент 5894248, МПК ⁶ , НПК 331/177R, Н 0 3 B 1/00	Bedard Alden Wiltron Co, США; № 08/872743; Оpubл. 13.04.99	Перестраиваемый генератор с ферритовым резонатором и регулируемым коэффициентом петлевого усиления
	Германия, патент 19716776, МПК ⁶ , Н 0 3 L 7/099, Н 03 L 7/10, Н 03 B 5/40	Scheffold Bruno; Daimler-Benz Aerospace AG, Германия; № 19716776.4; Оpubл. 29.10.98	Способ и устройство для настройки ЖИГ-генератора
	США, патент 5200713, МКИ ⁵ , НКИ 331/49; Н 0 3 B 5/18	Martin J. Grace, Richard E. Simntons, Wilton Company Cal., США; № 884830; Оpubл. 06.04.93	Комбинированный генератор с магнитной перестройкой частоты
	Германия, патент 19701306.6, МПК ⁶ , Н 0 3 B 5/40	Scheffold Bruno; Daimler –Benz Aerospace AG, Германия; Оpubл. 23.07.98	Способ стабилизации частоты ЖИГ-генераторов

1	2	3	4
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	США, патент 5309119, МКИ ⁵ , НКИ 331/99, Н 0 3 В 5/18	Nobuo Shiga, Simitomo Electric Industries, Ltd., Osaka, Япония; № 3-174190; Приор. 15.07.91; Оpubл. 03.05.94	Автогенератор с кольцевым резонатором из сверхпроводящего материала
	США, патент 5341110, МКИ ⁵ , НКИ 331/17, Н 0 3 L 7/08, Н 0 3 L 7/081	Benedict J. Nardi, Watkins-Johnson Company, Cal., США; № 91615; Оpubл. 23.08.94	Опорный генератор с малым уровнем фазовых шумов
	США, патент 5130670, МКИ ⁵ , НКИ 331/2, Н 0 3 L 7/07	Jaffe Stanley E., Hewlett-Packard Co., США; № 739592; Оpubл. 14.07.92	Синтезатор частоты со свипированием
	США, патент 5146186, МКИ ⁵ , НКИ 331/16, Н 0 3 L 7/07	Vella Paul L.; Microsource, Inc., США; № 699625; Оpubл. 08.09.92	Программируемый синтезатор частот с высоким разрешением
	США, патент 5508661, МКИ ⁶ , Н 0 3 В 19/00	Keane William J., Schiebold Christopher F., Litton Ind., США; № 346337; Оpubл. 16.04.96	Быстрая настройка синтезатора частоты с ферритовым резонатором
	Германия, патент 197211860, МПК ⁶ , Н 0 3 В 5/12	Koster Bettina, Германия; № 197211860; Оpubл. 24.12.98	Генератор на полевом транзисторе
	США, патент 5341111, МКИ ⁵ , Н 0 3 В 5/12, Н 0 3 В 5/18, Н 0 3 В 21/01	Tatsuya Miya и др., Nec Corp., Япония; № 945615; Оpubл. 23.08.94	Генератор СВЧ-сигналов

ПРАВИЛА ДЛЯ АВТОРОВ

1. Общие положения

1.1. Сборник «Гетеромагнитная микроэлектроника» выходит 2 раза в год и публикует материалы теоретических и экспериментальных исследований полупроводниковых и магнитополупроводниковых микро- и нанoeлектронных систем, включая системы с цифровой обработкой информации, новых типов датчиков, активных устройств (усилителей, генераторов, синтезаторов частот и др.), а также статьи о новых технологиях, методах и средствах контроля, о современном метрологическом обеспечении, подготовке и переподготовке кадров, прогнозно-аналитических исследованиях.

1.2. Объем статьи не должен превышать 16 страниц (1 печатного листа).

1.3. Для публикации статьи автору необходимо представить в редакцию следующие материалы и документы (1 экз.):

- сопроводительное письмо;
- внешнюю рецензию;
- сведения об авторах: фамилии, имена и отчества (полностью), рабочий адрес, телефоны, e-mail;
- экспертное заключение;
- текст статьи на русском языке, подписанный авторами, а также название статьи, инициалы и фамилии авторов, аннотацию и ключевые слова на русском и английском языках.

2. Структура публикаций

2.1. Рукопись оформляется следующим образом :

- первая строка – индекс УДК, выровненный по левому краю текста;
- вторая строка – заголовок статьи прописными буквами (шрифт полужирный, по центру) без переносов;
- третья строка – перечень авторов (инициалы предшествуют фамилии), разделенный запятыми (шрифт полужирный, по центру);
- четвертая строка – полное официальное название организации (при нескольких организациях каждое наименование на отдельной строке, шрифт обычный, по центру);
- пятая строка – почтовый адрес (с индексом) организации (шрифт обычный, по центру);
- затем аннотация и ключевые слова на русском языке.

2.2. Далее приводится заглавие статьи, инициалы и фамилии авторов, аннотация и ключевые слова на английском языке.

2.3. Далее текст статьи и библиографический список на русском языке.

3. Требования к оформлению рукописи

3.1. Текст статьи должен быть напечатан через одинарный интервал на белой бумаге формата А4 с полями не менее 2,5 см, размер шрифта – 14. Дополнительный материал набирается шрифтом 12 (аннотации, таблицы, сноски, примечания, приложения, подписи и надписи к рисункам, содержание, библиографический список, выходные данные, колонтитулы).

3.2. Все страницы рукописи, включая библиографический список, таблицы, рисунки, следует пронумеровать по центру внизу страницы.

3.3. Векторные величины выделяются полужирным шрифтом.

3.4. Каждая таблица должна быть пронумерована арабскими цифрами и иметь тематический заголовок, кратко раскрывающий ее содержание (выравнивание по левому краю таблицы. Например, Таблица 1. Требования к ...). Точка в конце заголовка не ставится. Единицы измерения указываются после запятой. Ссылка на таблицу должна предшествовать ей.

3.5. Формат рисунка должен обеспечивать ясность передачи всех деталей. Обозначения и все надписи на рисунках даются на русском языке; размерность величин указывается через запятую. Подрисуночная подпись должна быть самодостаточной без апелляции к тексту (например, Рис. 1. Зависимость ...). Подписи к рисункам не должны выходить за его границы. Точка в конце подрисуночной подписи не ставится. Ссылка на рисунок должна предшествовать ему.

3.6. Нумеровать следует наиболее важные формулы, на которые имеются ссылки в последующем тексте. Номер располагают по правому краю полосы по центру формулы.

3.7. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ 7.1-2003 и открывается размещенным по центру заголовком. Все ссылки даются в квадратных скобках (например, [4]). Ссылки на неопубликованные работы не допускаются. Библиографическое описание оформляется следующим образом:

Образец описания книги:

1. *Игнатъев А. В., Ляшенко А. В.* Магнитоэлектроника СВЧ-, КВЧ-диапазонов в пленках ферритов. М. : Наука, 2005. 380 с.

Образец описания статьи в журнале:

2. *Игнатъев А. А., Страхова Л. Л., Овчинников С. В.* Профессиональная направленность современного курса физики для студентов-геофизиков классического университета // Физическое образование в вузах. 2002. № 2. С. 14–18.

3. *Poon H. C.* Modeling of bipolar transistor using integral charge control model with application to third-order distortion studies // IEEE Trans. 1972. Vol. ED-12, № 6. P. 719–731.

Образец описания статьи в сборнике:

4. *Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. В.* О времени тепловой готовности феррит-транзисторного СВЧ-генератора на высоких уровнях мощности // Гетеромагнитная микроэлектроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Вып.1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 2004. С. 139–151.

Образец короткого описания патентов:

5. Пат. 72788 Российская Федерация, МПК⁷ Н 01 L 43/08, Н 01 L 27/14, G 01 R 33/05, G 01 R 33/04. Устройство для измерения магнитного поля / заявители Игнатъев А. А., Куликов М. Н., Ляшенко А. В., Романченко Л. А., Солопов А. А.; патентообладатель ОАО «НИИ-Тантал». – № 20700125198U ; заявл. 03.07.2007 ; опубл. 27.04.2008.

4. Требования к оформлению электронной версии

4.1. Текст рукописи должен быть представлен в виде одного файла на дискете «3,5», CD или по электронной почте в формате Microsoft Word 97/2000, шрифт Times New Roman, размер шрифта в соответствии с п.3.1, межстрочный интервал одинарный, величина отступа 5 пробелов. Вся работа должна быть выполнена одной гарнитурой (Times New Roman).

4.2. Формулы набираются в редакторе формул Microsoft Equation, входящем в состав Microsoft Word. Греческие буквы должны набираться обычным шрифтом, латинские – курсивом. Запись химических элементов – обычным шрифтом. Векторы – полужирным шрифтом.

4.3. Диаграммы, графики и фотографии должны быть выполнены в черно-белом цвете.

4.4. Иллюстрации должны быть представлены в форматах TIFF, JPEG.

Дискеты и рукописи не возвращаются

Адрес : Россия, 410040, г. Саратов, пр. 50 лет Октября, ОАО «НИИ-Тантал»
Тел. : 8-(8452) 35-53-39
Факс : 8-(8452) 34-08-70
E-mail : kbkt@san.ru

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
-------------------	---

С е к ц и я 1

Полупроводниковые и феррит-полупроводниковые устройства СВЧ- и КВЧ-диапазонов для радиотехнических систем новых поколений

<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А.</i> Гетеромагнитная микроэлектроника за 2000–2002 гг. Многофункциональная генерация. Усиление. Магниточувствительные режимы.....	5
<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А.</i> Конструкторское бюро критических технологий – новое структурное подразделение в ОАО «Тантал».....	30
<i>Ачкасов В. Н., Асесоров В. В., Кожевников В. А., Викин Г. А., Дикарев В. И., Цоцорин А. Н.</i> Актуальные проблемы, перспективы развития разработок и производства мощных СВЧ-транзисторов для современных радиотехнических систем.....	39
<i>Гурзо В. В., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Сотов Л. С., Маринин А. В., Плешков В.</i> Векторный магнитометр малых магнитных полей.....	47
<i>Игнатъев А. А., Солопов А. А., Тугушов Д. В., Передумов А. Г., Гурзо В. В.</i> Спектральные характеристики генераторов СВЧ на основе феррит-транзисторных структур.....	50
<i>Куликов М. Н., Игнатъев А. А., Солопов А. А., Нашивочникова Ю. В., Тугушов Д. В.</i> Повышение стабильности частоты генерации транзисторного генератора СВЧ.....	54

С е к ц и я 2

Компьютерное моделирование, проектирование и исследование радиотехнических устройств СВЧ

<i>Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Кудрявцева С. П.</i> Моделирование феррит-содержащих электродинамических структур в ненасыщенных состояниях.....	61
<i>Игнатъев А. А., Солопов А. А., Сотов Л. С., Тугушов Д. В., Страхова Л. Л.</i> Моделирование режимов генерации субгармонических составляющих в генераторах с магнитоэлектронным взаимодействием. Часть 1. Двухмодовая модель генератора.....	79
<i>Игнатъев А. А., Солопов А. А., Сотов Л. С., Тугушов Д. В., Страхова Л. Л.</i> Моделирование режимов генерации субгармонических составляющих в генераторах с гетеромагнитным взаимодействием. Часть 2. Эквидистантные сетки частот. Шумоподобные сигналы.....	86
<i>Тихомиров Н. М., Зародин С. Г., Рахманин Д. Н., Ерошин А. В.</i> Современные направления развития систем синтеза частот для радиоэлектронных устройств новых поколений.....	95
<i>Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Васильев А. В., Самолданов В. Н.</i> Электродинамическое моделирование СВЧ-усилителей с гетеромагнитным управлением.....	99
<i>Рахманин Д. Н., Зародин С. Г., Ерошин А. В.</i> Использование компьютерного моделирования для оперативного проектирования малошумящих ГУН.....	105

<i>Самолданов В. Н., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А., Хвалин А. Л., Маринин А. В., Коваленко М. Л.</i> Компьютерное моделирование ферритовых резонаторов во внутренних цепях биполярного транзистора в усилительном режиме работы.....	110
<i>Солопов А. А., Ляшенко А. В., Игнатъев А. А., Прозоркевич А. В., Хвалин А. Л., Сотов Л. С., Васильев А. В.</i> Использование САПР MWO 2002 для подготовки специалистов-разработчиков СВЧ-устройств для защиты информации....	118
<i>Тихомиров Н. М., Зародин С. Г., Рахманин Д. Н., Ерошин А. В.</i> Основные задачи проектирования малошумящих ГУН для СВЧ-синтезаторов частот.....	126
<i>Сотов Л. С., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А., Плешков В., Грибко Т. В., Тихонова Т. Н.</i> Моделирование полевых транзисторов СВЧ с гетеромагнитным управлением.....	129
<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А., Овчинников С. В., Страхова Л. Л.</i> О времени тепловой готовности феррит-транзисторного СВЧ-генератора на высоких уровнях мощности.....	136

С е к ц и я 3

Патентные исследования по направлениям применения ферритовых микрорезонаторов в радиотехнических устройствах

<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Костяков В. А., Кудрявцева С. П., Романченко Л. А., Сотов Л. С., Страхова Л. Л., Хвалин А. Л.</i> Отечественные и зарубежные патенты по магнитометрическим датчикам и магнитометрам за 1994–2003 годы.....	149
<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Костяков В. А., Кудрявцева С. П., Романченко Л. А., Сотов Л. С., Страхова Л. Л., Хвалин А. Л.</i> Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, магнитотранзисторам и ЖИГ-генераторам за 1992–2003 годы.....	162
Правила для авторов	171

Научное издание

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник докладов и статей
научно-практического совещания*

ВЫПУСК 1

**Многофункциональные комплексированные устройства
и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов**

Редактор И. В. Дараева
Технический редактор Л. В. Агальцова
Корректор Е. А. Малютина
Оригинал-макет подготовила Д. Г. Мирошникова

Подписано в печать 03.02.2004. Формат 60x84 1/16.
Бумага офсетная. Гарнитура Times. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 10,23(11). Уч.-изд. л. 11,3. Тираж 200 экз. Заказ 49.

Издательство Саратовского университета.
410012, Саратов, Астраханская, 83.
Типография Издательства Саратовского университета.
410012, Саратов, Астраханская, 83.

