

Министерство обороны Российской Федерации
Федеральное агентство промышленности
Министерство промышленности, науки и технологий
правительства Саратовской области
ОАО «Тантал», ОАО «НИИ-Тантал», КБ критических технологий
Саратовский государственный университет им. Н. Г. Чернышевского

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник докладов и статей
II и III научно-технических совещаний*

ВЫПУСК 2

Методы проектирования магнитоэлектронных устройств

Под общей редакцией профессора *А. А. Игнатьева*

ИЗДАТЕЛЬСТВО САРАТОВСКОГО УНИВЕРСИТЕТА
2005

УДК 621.382.020.6
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. II и III
Г44 науч.-техн. совещ. 2004 г. – Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2005. –
Вып. 2. Методы проектирования магнитоэлектронных устройств. –
196 с.: ил.

В сборник включены материалы по результатам теоретических и экспериментальных исследований, выполненных по гетеромагнитной микроэлектронике в 2004 г. в ОАО «Тантал», «НИИ-Тантал», КБ критических технологий с представителями Саратовского государственного университета, промышленных предприятий России.

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

УДК 621.382.020.6
ББК 548.537.611.44

ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборник включены материалы докладов, статей, сообщений II и III научно-технических совещаний по гетеромагнитной микроэлектронике и прикладным аспектам в СВЧ-, КВЧ-диапазонах по результатам теоретических и экспериментальных исследований, выполненных в 2004 г. в КБ критических технологий (КБ КТ) ОАО «Тантал» и новой организации – ОАО «НИИ-Тантал», созданной в мае 2004 г., в лаборатории магнитоэлектроники миллиметрового диапазона кафедры общей физики Саратовского государственного университета, в холдинге «Тантал», ЗАО НПЦ «Алмаз-Фазотрон» и др. Материалы систематизированы по секциям: «Компьютерное проектирование», «Теоретические и экспериментальные исследования и технологии», «Прикладные аспекты (синтез частот, усиление, магнитометрия, генерация)», «Экологические аспекты», «Патентные исследования».

Сборник содержит программы расчета основных элементов магнитоэлектронных транзисторов в УВЧ-, СВЧ- и КВЧ-диапазонах на низком и высоком уровнях мощности для биполярных и полевых транзисторов в усилительных и генераторных режимах. В нем обсуждается подход к исследованию доменной модели сферического микрорезонатора в ненасыщенном режиме и в нелинейном ферромагнитном резонансе, рассматриваются результаты исследований свойств векторных магнитоэлектронных магнитометров различных типов. Приводятся аспекты технологии изготовления полевых транзисторов и монолитных схем на арсениде галлия для магнитометрических датчиков. Систематизированы теоретические оценки влияния механических и температурных воздействий на магнитометрический датчик. В сборник введена новая секция «Экологические аспекты» с рядом статей по экологическим проблемам нефтегазового комплекса, методу СВЧ-контроля качества и экологической безопасности разных видов углеводородного топлива, применения СВЧ-энергии для иммобилизации продуктов первичной переработки радиоактивных отходов, фосфорно-органических отравляющих веществ и пестицидов.

Новые материалы патентных исследований транзисторов, магнито-транзисторов, спиновых транзисторов, магнитометрических датчиков различных типов магнитометров на их основе стали традиционными и позволяют определить уровень новизны проводимых исследований.

Новизна разрабатываемого направления, большой объем проводимых теоретических, экспериментальных исследований сложных механизмов гетеромагнитных взаимодействий в феррит-транзисторных структурах, привлекательный характер различных прикладных аспектов (связи, навигации, локации, защиты информации, медико-биологической магнитометрии, геофизики и магнитной разведки и др.) определяют необходимость расширения исследований на основе современной измерительной аппаратуры и САПР.

Материалы сборника будут полезны специалистам-разработчикам, экспертам, аспирантам и студентам, специализирующимся или проявляющим интерес к данному направлению.

Генеральный директор–генеральный конструктор
ОАО «НИИ-Тантал», председатель совета директоров
ОАО «Тантал», канд. техн. наук *А. В. Ляшенко*
Зам. генерального директора–генерального конструктора,
начальник КБ критических технологий,
заведующий кафедрой общей физики Саратовского
государственного университета, д-р. физ.-мат. наук *А. А. Игнатьев*

Общая информация

УДК 334.722.8, 537.635, 533.9.082.74

ОАО «НИИ–ТАНТАЛ». ЗАДАЧИ И НАПРАВЛЕНИЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

А. А. Игнатьев, А. В. Ляшенко*

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

Сформулированы основные задачи нового научного объединения ОАО «НИИ-Тантал» (г. Саратов) и направления научной деятельности его подразделений в области современной СВЧ электроники и применения СВЧ-излучения для решения народно-хозяйственных задач.

Ключевые слова: новое научное объединение, СВЧ электроника, применение СВЧ-излучения.

OJSC «SRI-Tantal». Tasks and Directions of Activity

A. A. Ignatiev, A. V. Lyashenko

There are formulated main tasks of the new science unification at OJSC «SRI-Tantal» (Saratov) and main research directions of its units in the modern SHF electronics and application of SHF radiation for solving national economic problems.

Key words: new science unification, SHF electronics, application of SHF radiation.

В мае 2004 г. по решению совета директоров холдинга «Тантал» образовано ОАО «НИИ-Тантал», которое возглавил председатель совета директоров, генеральный директор–генеральный конструктор, кандидат технических наук А. В. Ляшенко. Первые организационные шаги при формировании НИИ были сделаны заместителем генерального директора И. Н. Жуковым и заместителем генерального директора по научной работе Д. А. Атясовым.

В НИИ вошли КБ критических технологий, КБ «Прогресс» и КБ «Магنون» со своими направлениями исследований и разработок.

Новый НИИ создан для решения в современных условиях следующих задач:

- проведения НИОКР, НИЭР, ЭР по актуальным направлениям вакуумной радиоэлектроники СВЧ-, КВЧ-диапазонов, магнитоэлектроники и микросистемной техники СВЧ-, КВЧ-диапазонов;
- изучения воздействий радиоволнового излучения на различные материалы, биологические объекты, промышленные отходы, а также переработку в полезные материалы и сырьё;
- изучения воздействий СВЧ-, КВЧ-излучений на зараженные пестицидами почвы, отравляющие вещества;
- разработки медицинской аппаратуры, методов и средств диагностики;
- разработки техники и технологий связи и защиты информации;
- развития новых технологий, включая критические;
- создания новых, высокотехнологичных перспективных рабочих мест, оснащенных современной контрольной и тестирующей аппаратурой, средствами САПР;
- подготовки инженеров-исследователей, разработчиков, кадров высшей квалификации (кандидатов и докторов наук);
- усиления интеграции с ведущими отечественными и зарубежными научными центрами, вузами, университетами, РАН и ее отделениями;
- внедрения в производство разработок.

Важное значение для развития научно-производственной базы, подготовки и закрепления кадров по новым направлениям имеют филиал кафедры общей физики Саратовского государственного университета (открытый одним из первых – 1983 г., на саратовских предприятиях), филиал Саратовского государственного технического университета. Между Саратовским государственным университетом, ОАО «Тантал» и ОАО «НИИ-Тантал» заключено трехстороннее соглашение «О взаимном сотрудничестве, внедрении и развитии передовой техники и технологий в учебный процесс, научные исследования и производство» на пятилетний срок (с 09.02.2005 г. по 09.02.2009 г.). Соглашение ориентировано на сотрудничество с крупнейшими факультетами – физическим и механико-математическим, а также новыми факультетами – компьютерных наук и информационных технологий, нано-, био- и медицинских технологий.

По справедливой оценке ректора Саратовского государственного университета, профессора, лауреата Государственной премии Л. Ю. Косовича, подписанное соглашение о сотрудничестве является уникальным, так как позволяет объединить мощные потенциалы научных разработок одного из старейших университетов России и передовую технику и технологии холдинга «Тантал».

Конструкторским бюро критических технологий (КБ КТ) руководит заместитель генерального директора–генерального конструктора, началь-

ник КБ КТ, доктор физико-математических наук, профессор, член-корреспондент РАЕН А. А. Игнатъев. Являясь научным руководителем и главным конструктором направления по гетеромагнитной микроэлектронике и возглавляя одну из старейших и самых крупных кафедр Саратовского государственного университета – кафедру общей физики (основана в 1909 г.), он вместе с руководством холдинга «Тантал» решает проблемы:

- оснащения современным оборудованием, вычислительной техникой, САПР исследовательских лабораторий и создания новых рабочих мест;
- проведения НИОКР и НИЭР по актуальным направлениям;
- проведения фундаментальных, поисковых и прикладных работ по новым направлениям гетеромагнитной микроэлектроники и микросистем нового поколения;
- подготовки кадров инженеров-исследователей, включая кадры высшей квалификации

Направления деятельности КБ КТ:

- разработка физических основ проектирования магнитоэлектронных радиокомпонент в радиодиапазоне, включая современные САПР;
- разработка основ проектирования и современные САПР для исследования свойств и параметров магнитоэлектронных микросистем;
- разработка многопараметрических датчиков и преобразователей физических величин;
- поиск путей создания и реализации гетеромагнитных технологий различных видов;
- исследование возможностей применения гетеромагнитных взаимодействий для систем связи, навигации, мониторинга, геофизики, дефектоскопии, медицины и др.;
- техника и технологии защиты информации на новой элементной базе.

Направления деятельности КБ «Прогресс», которое возглавляет В. П. Еремин:

- применение СВЧ в народном хозяйстве, промышленности;
- разработка технологических установок СВЧ-воздействия на различные материалы;
- теоретическое проектирование и моделирование СВЧ-, КВЧ-генераторов и усилителей;
- разработка новых СВЧ-, КВЧ-приборов;
- воздействие СВЧ на биологические объекты, зараженные пестицидами почвы, ОВ, переработка отходов производства и др.

Направления деятельности КБ «Магنون», которое возглавляет кандидат технических наук А. Н. Павлов:

- разработка устройств нестандартной метрики для производства ЭВП СВЧ-диапазона;

– разработка устройств медицинской диагностики (оборудование для экспресс-исследования гомеостаза);

– методы и средства тестирования микробиообъектов по магнитной восприимчивости.

Сейчас трудно оценить эффективность и перспективность направленной деятельности НИИ, но можно утверждать, что заложены основы института, опирающегося на ведущие учебные и научные центры Саратова, обладающего преемственностью научных и производственных связей одного из ведущих предприятий страны – «Тантала» и его структурных подразделений и производственных мощностей.

КОМПЬЮТЕРНОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

УДК 537.86.029, 533.9.082.74, 621.315.592, 621.373

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММ РАСЧЕТА МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ УВЧ-ДИАПАЗОНА

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

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

Представлен алгоритм моделирования магнитоэлектронных элементов связи (МЭЭС), предназначенных для включения ферритового резонатора в микрополосковую линию передачи. Сформулированы технические требования, показаны основные топологии, рассчитаны параметры МЭЭС в диапазоне частот до 3 ГГц.

Ключевые слова: ферритовый резонатор, ферромагнитный резонанс, коэффициент стоячей волны (КСВ), полевой и биполярный транзисторы.

Development of Programs for Calculating Magnetolectron Connection Elements of UHF-Range

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

The simulation algorithm of magneto-electronic connection elements (MECE), designed for inclusion ferrite resonator into microstrip transmission line, is presented. There are formulated technical requirements, shown main topologies, calculated MECE parameters for the frequency band up to 3 GHz.

Key words: ferrite resonator, ferromagnetic resonance, standing wave ratio (SWR), field-effect transistor, bipolar transistor.

В активных СВЧ-устройствах, управляемых внешним магнитным полем, для получения эффективного взаимодействия линии передачи с ферритовым микрорезонатором необходимо оптимизировать конструкции микрополосковых магнитоэлектронных элементов связи (МЭЭС). В данной работе предложены различные варианты топологий МЭЭС и результаты их расчетов.


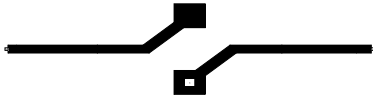

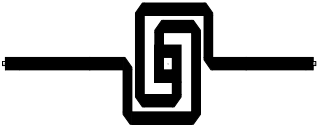

Микрополосковый элемент связи содержит ферритовый резонатор (сферу) во внешнем магнитном поле, который можно представить в виде колебательного RLC -контура (последовательного или параллельного для пропускающего или поглощающего элемента связи соответственно). Параметры этого контура подбираются в зависимости от входного и выходного импедансов элемента связи, а также частоты ферромагнитного резонанса (ФМР), определяемой внешним магнитным полем. Данная модель позволяет довольно просто описать ФМР для линий передачи, в которых малы или отсутствуют свои собственные резонансы и неравномерности АЧХ. Поэтому при разработке микрополосковых МЭЭС важно обеспечить:

- хорошую полевую связь линии передачи и ферритовой сферы;
- равномерную развязку в требуемом частотном диапазоне входной и выходной линии элемента связи выше 20 дБ;
- геометрические размеры элемента связи порядка размеров базового транзистора или менее.


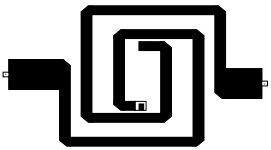
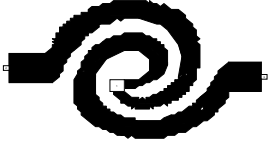

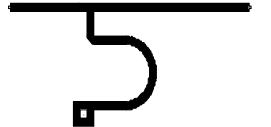
Смоделированы и экспериментально исследованы различные типы планарных элементов связи, выполненные по микрополосковой технологии на подложках из поликора и арсенида галлия (GaAs). Элементы связи в виде плоской двойной спирали, закороченной на землю, обладают наилучшими характеристиками из всех изученных. Спиральная форма позволяет обеспечить хорошую полевую связь проводников и ферритовой сферы и минимальный уровень вносимых потерь не более 2,5 дБ. Величина развязки без внешнего магнитного поля рассчитана электродинамически строго для нескольких типов элементов связи, топологии которых представлены в табл. 1

Таблица 1

Разработанные элементы связи

№ п/п	Топология элемента связи	Описание
1		Полосок, закороченный по центру, на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм
2		Полоски, закороченные на концах, на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм
3		Полоски, закороченные на концах, на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм
4		Спираль прямоугольная "360 град" на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм
5		Спираль прямоугольная "540 град" на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм

Окончание табл. 1

6		Спираль прямоугольная "720 град" на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм
7		Спираль прямоугольная на подложке из поликора, ширина полосковых проводников 0,5 мм
8		Спираль круговая на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 0,5 мм.
9		Спираль прямоугольная "720 град" на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 60 мкм
10		Делитель мощности на подложке из арсенида галлия, ширина полосковых проводников 100 мкм

Топологии элементов связи (см. табл. 1) выполнены на различных подложках:

– из арсенида галлия (№ 1–6 и № 9–10) толщиной 0,1 мм, с диэлектрической проницаемостью 12,9; шириной подводящих полосковых проводников 0,1 мм;

– из арсенида галлия и поликора (№ 7–8) толщиной 0,5 мм, шириной подводящих полосков 0,5 мм.

В табл. 2 представлены основные характеристики МЭЭС различных типов.

Таблица 2

**Электрические характеристики различных МЭЭС
в диапазоне частот от 0,5 до 30 ГГц без внешнего магнитного поля**

№ п/п	Уровень развязки МЭЭС, дБ	Потери в МЭЭС на частоте ФМР, дБ
1	27,5–11,0	4,0
2	26,8–10,7	5,5
3	24,6–8,6	3,2
4	30,0–18,5	0,7
5	22,7–9,9	0,9
6	17,5–8,9	1,2
7	19,5–16,5	11,5
8	21,6–9,7	0,6
9	20,0–8,76	0,85
10	17,0–3,3	0,96

Эквивалентная схема ферритового микрорезонатора выбрана в виде одиночного параллельного колебательного контура (рис. 1).

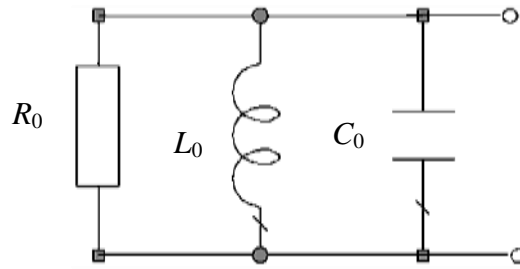


Рис. 1. Эквивалентная схема ферритового микрорезонатора

Резонансная частота f_0 ферритового микрорезонатора определяется по формуле

$$f_0 = \gamma H_0, \quad (1)$$

где H_0 – внешнее магнитное поле, $\gamma = 28$ МГц/мТл – гиромагнитное отношение для электрона.

Активное сопротивление R_0 (см. рис. 1) определяется выражением

$$R_0 = \mu_0 V K^2 \omega_m Q_n, \quad (2)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная;

$V = \frac{1}{6} \pi \cdot d^3$ – объем ферритовой сферы, а d – ее диаметр;

$\omega_m = 2\pi\gamma \cdot 4\pi M_s$ – частота ФМР, $4\pi M_s$ – намагниченность насыщения;

Q_n – ненагруженная добротность ферритового микрорезонатора.

$$Q_n = \frac{H_0 - \frac{1}{3} 4\pi M_s}{\Delta H}, \quad (3)$$

где ΔH – ширина резонансной линии ФМР.

Индуктивность L_0 и емкость C_0 контура (см. рис. 1) определяются выражениями

$$L_0 = \frac{R_0}{\omega_0 Q_n}, \quad (4)$$

$$C_0 = \frac{1}{\omega_0^2 L_0}. \quad (5)$$

Моделирование микрополосковых элементов связи с ферритовым резонатором в виде сферы во внешнем магнитном поле может быть проведено в САПР типа MWO [1–4], Serenade и пр.

Эквивалентные схемы включения ферритового микрорезонатора в элементы связи представлены на рис. 2.

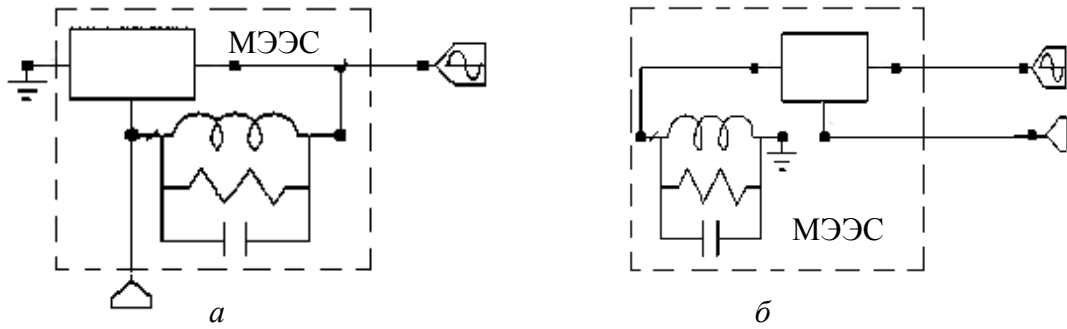


Рис. 2. Эквивалентные схемы: *а* – МЭЭС № 1 (см. табл. 1); *б* – МЭЭС № 2–10 (см. табл. 1)

Схема на рис. 2, *а* использовалась для расчета элемента связи № 1 (см. табл. 1), а схема на рис. 2, *б* – элементов связи № 2–10 (см. табл. 1). Трехполюсник на данных рисунках представляет собой исследуемый элемент связи. Выбор соответствующего элемента связи происходит путем изменения значения поля NET в параметрах данного трехполюсника.

Колебательный контур моделирует ферритовый резонатор. Параметры контура определяются формулами (1)–(5), что позволяет изменять внешнее магнитное поле, резонансную частоту и ненагруженную добротность колебательного контура. Алгоритм [5] позволяет получать значение КСВ и коэффициента передачи элемента связи от частоты (рис. 3, *а–г* и рис. 4, 5)

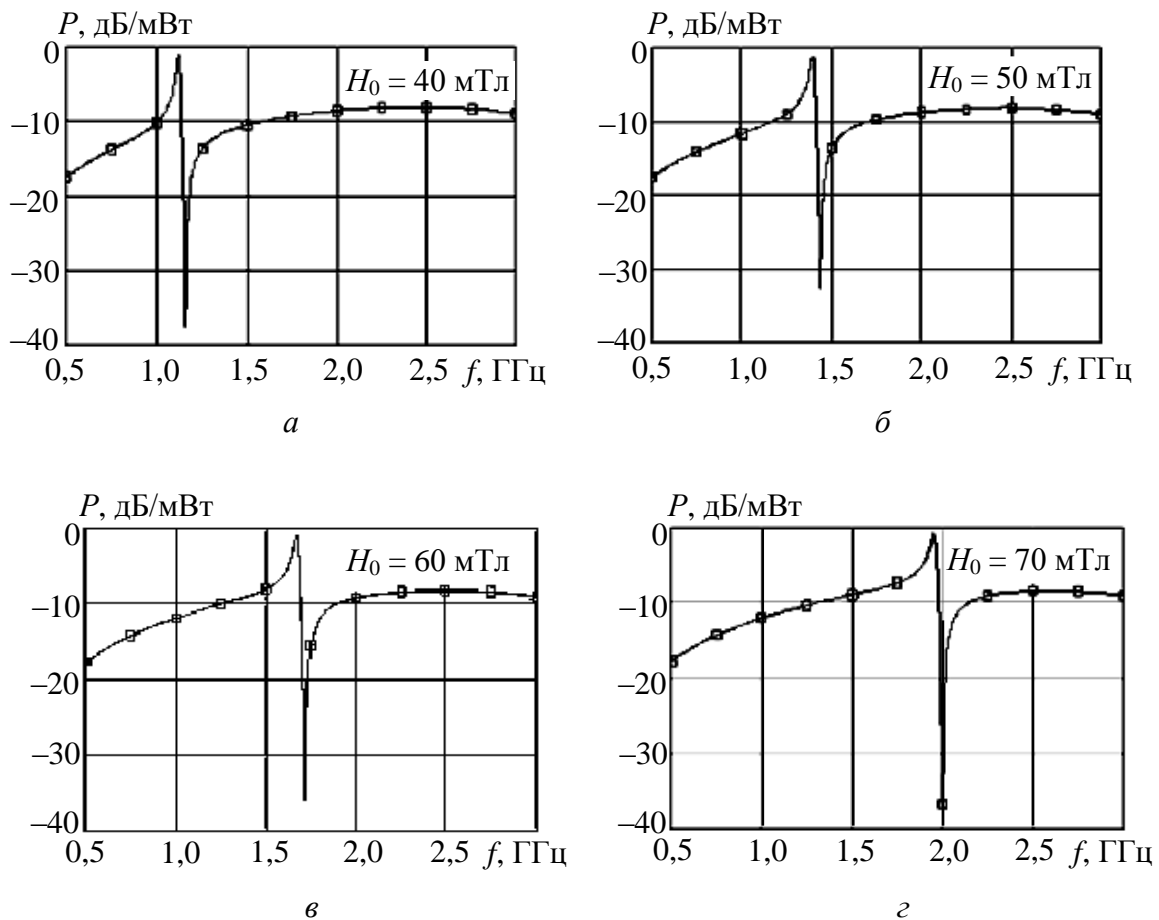


Рис. 3. Перестройка по частоте МЭЭС магнитным полем (элемент № 6 из табл. 1)

На рис. 3–5 и в табл. 3 приведены результаты расчета элемента связи № 6 (см. табл. 1). Резонансной частоте 1400 МГц эквивалентного колебательного контура соответствует внешнее магнитное поле $H_0 = 50$ мТл.

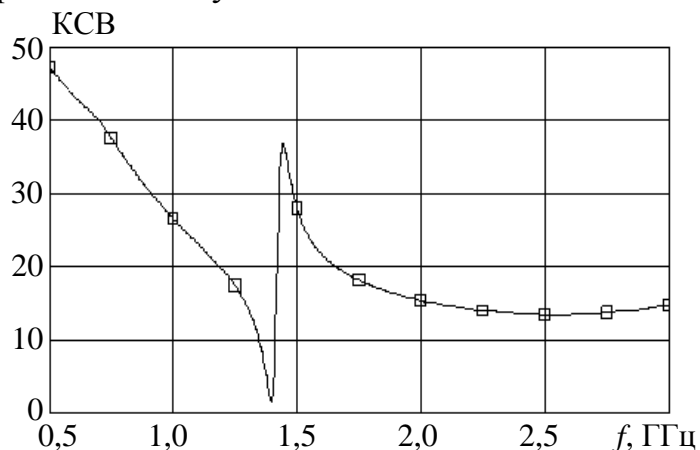


Рис. 4. КСВ элемента связи с ферритовым резонатором для тестовой задачи

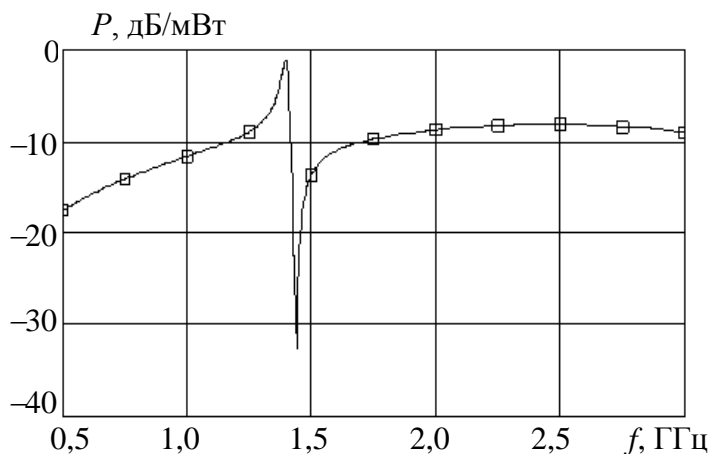


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи элемента связи от частоты для тестовой задачи

Программа содержит тестовую схему, а также топологии МЭЭС, представленные в табл. 1.

Таблица 3

Зависимость КСВ и коэффициента передачи от частоты для тестовой задачи

f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ	f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ	f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ
0,5	-17,524	47,551	1,2	-9,5858	19,604	1,9	-9,008	16,312
0,55	-16,701	45,428	1,25	-8,8877	17,464	1,95	-8,844	15,846
0,6	-15,95	43,502	1,3	-7,8641	14,583	2	-8,7014	15,438
0,65	-15,265	41,869	1,35	-5,8123	9,6021	2,05	-8,5774	15,083
0,7	-14,643	40,116	1,4	-1,1755	1,6138	2,1	-8,4704	14,772
0,75	-14,071	37,738	1,45	-21,704	36,602	2,7	-8,2717	13,678
0,8	-13,53	35,189	1,5	-13,604	28,104	2,75	-8,3439	13,782
0,85	-13,015	32,804	1,55	-11,829	24,018	2,8	-8,4312	13,918
0,9	-12,521	30,618	1,6	-10,958	21,75	2,85	-8,5341	14,086

f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ	f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ	f , ГГц	P , дБ/мВт	КСВ
0,95	-12,046	28,6	1,65	-10,402	20.235	2,9	-8,6533	14,288
1	-11,581	26,716	1,7	-9,9966	19.107	2,95	-8,7896	14,525
1,05	-11,119	24,928	1,75	-9,6788	18.212	3	-8,9438	14,798
1,1	-10,648	23,193	1,8	-9,4177	17.474			
1,15	-10,148	21,451	1,85	-9,1973	16.849			

Представленный алгоритм использован при разработке программ расчета:

– полевых магнитоэлектронных транзисторов (ПРЭВМ, БД, ИТИМС Роспатента № 416 от 26.02.04) для режимов генерации регулярных и квазишумовых сигналов при высоких уровнях непрерывной и импульсной мощности в ОВЧ-, УВЧ-, СВЧ-диапазонах;

– мощных биполярных магнитоэлектронных транзисторов (ПРЭВМ, БД, ИТИМС Роспатента № 417 от 26.02.04) для режимов генерации регулярных и квазишумовых сигналов при высоких уровнях непрерывной и импульсной мощности в ОВЧ-, УВЧ-диапазонах, что позволяет электродинамически строго проводить анализ планарных МЭЭС различных типов в режиме реального времени.

Программа позволяет изменять топологию проводников МЭЭС, режимы управления магнитным полем, включать МЭЭС в виде соответствующего многополюсника с матрицей параметров в другие проекты.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А. А., Прозоркевич А. В., Хвалин А. Л. и др.* Применение САПР MWO 2002 для подготовки специалистов по защите информации // Направления развития электронного приборостроения: материалы науч.-техн. конф. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

2. *Игнатъев А. А., Прозоркевич А. В., Сотов Л. С., Хвалин А. Л.* Профессиональный EDA пакет MWO-2002 в роли современного обучающего средства // EDA Express. 2003. № 7.

3. *Хвалин А. Л., Игнатъев А. А.* Электродинамическое моделирование магнитоэлектронных элементов в ненасыщенных состояниях // Направления развития электронного приборостроения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

4. *Игнатъев А. А., Прозоркевич А. В., Хвалин А. Л. и др.* Применение САПР MWO 2002 для подготовки специалистов по защите информации // Направления развития электронного приборостроения: материалы науч.-техн. конф. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

ПРОГРАММА РАСЧЕТА МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ КВЧ-ДИАПАЗОНА

А. А. Игнатьев, В. Н. Самолданов, А. Л. Хвалин, А. В. Ляшенко*

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

Представлена программа анализа магнитоэлектронных элементов связи (МЭЭС) в диапазоне частот до 100 ГГц, предназначенных для включения ферритового резонатора в микрополосковую линию передачи. Показаны основные топологии, рассчитаны параметры МЭЭС.

Ключевые слова: Ферритовый резонатор, ферромагнитный резонанс, коэффициент передачи, эквивалентная схема, RLC-контур.

Program for Calculation Magnetoelectronic Connection Elements in the EHF-Band

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

There is presented the analysis program for magnetoelectronic connection elements (MECE) in the frequency band up to 100 GHz, designed for inclusion ferrite resonator into microstrip transmission line. There are illustrated main topologies, calculated MECE parameters.

Key words: ferrite resonator, ferromagnetic resonance, transmission coefficient, equivalent circuit, RLC-circuit.

Для моделирования магнитоэлектронных элементов связи (МЭЭС) производился электродинамический расчет планарных топологий МЭЭС в диапазоне частот от 1,5 до 100 ГГц. Алгоритм расчета [1] совместим с современными САПР (AWR Microwave Office, Ansoft HPFS и пр.). В результате моделирования МЭЭС, используемых в более низком диапазоне частот – от 0,5 до 10 ГГц [2, 3], были выявлены определенные недостатки, которые затрудняют применение этих топологий в диапазоне частот до 100 ГГц. В связи с этим были смоделированы модифицированные элементы связи, позволяющие получить эффективное взаимодействие в диапазонах СВЧ- и КВЧ.

МЭЭС типа Э-9.1 (рис. 1) имеет наилучшие характеристики по уровню развязки и эффективности взаимодействия с ферритовой сферой в диапазоне от 0,5 до 10 ГГц [2, 3]. Однако на частотах выше 20 ГГц уровень развязки уменьшается с 20 до 2 дБ, что значительно снижает эффективность взаимодействия элемента связи с ферритовым микрорезонатором,

поэтому для увеличения развязки данного элемента связи на частотах до 100 ГГц была увеличена толщина диэлектрического слоя в области связи входной и выходной линии с 3 до 15 мкм.

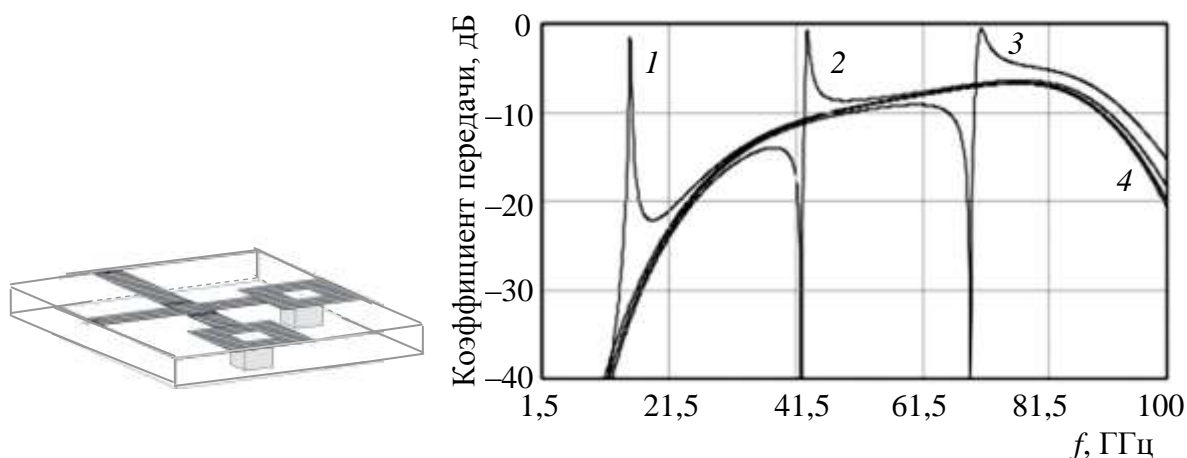


Рис. 1. Элемент связи Э-9.1 и его характеристики (1–4)

Конструкция МЭЭС Э-5 (рис. 2) весьма критична к сопротивлению заземляющего отверстия. На частотах выше 20 ГГц уровень развязки значительно уменьшается, поэтому для увеличения развязки в диапазоне частот до 100 ГГц необходимо минимизировать сопротивление заземляющего отверстия, что может вызвать определенные технологические трудности.

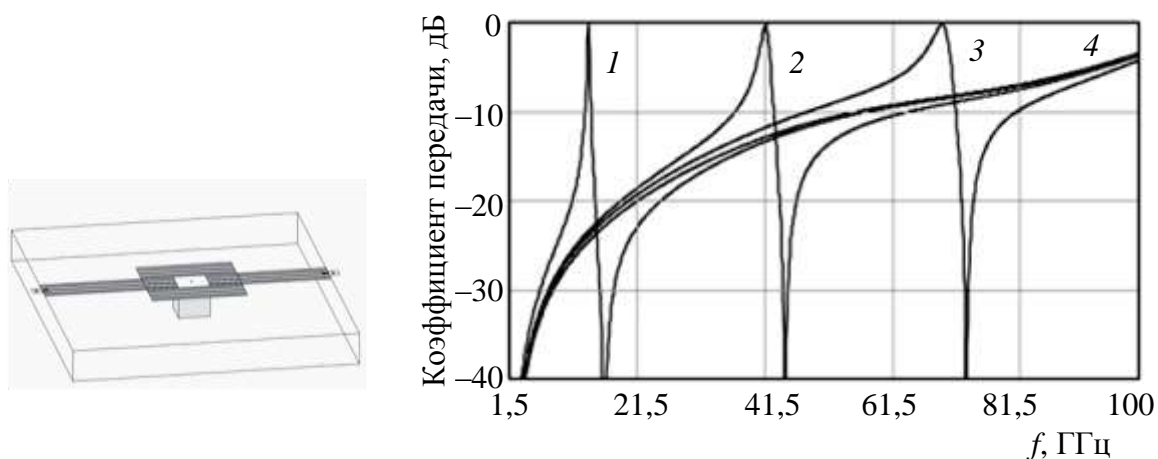


Рис. 2. Элемент связи Э-5 и его характеристики (1–4)

Элемент связи Э-7 обладает высоким уровнем развязки в диапазоне частот до 90 ГГц, что позволяет использовать его практически без модификаций (рис. 3).

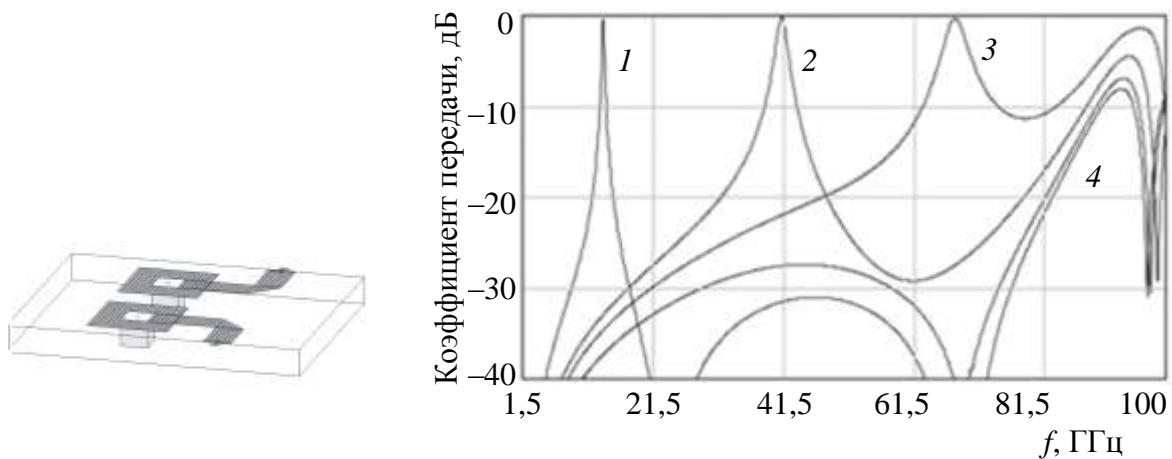


Рис. 3. Элемент связи тип Э-7 и его характеристики (1–4)

Ферритовый микрорезонатор представлен в виде эквивалентного RLC -контура, параметры которого рассчитываются по формулам

$$L = \frac{R}{\omega_0 Q_u},$$

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L},$$

$$R = \mu_0 \cdot V \cdot K^2 \omega_m \cdot Q_u,$$

$$\omega_m = 2\pi \cdot \gamma \cdot 4 \cdot \pi M_S,$$

$$Q_u = \frac{H_0 - \frac{1}{3} 4\pi M_S}{\Delta H},$$

$$V = \frac{4}{3} \pi \left(\frac{d}{2} \right)^3,$$

$$\omega_0 = 2\pi \cdot \gamma \cdot H_0,$$

- где ω_0 – частота ФМР, МГц;
 Q_u – ненагруженная добротность;
 V – объем ферритовой сферы, м³;
 H_0 – напряженность внешнего магнитного поля, мТл;
 γ – гиромагнитное отношение, 28 МГц/мТл;
 $4\pi M_S$ – намагниченность насыщения, мТл;
 K – коэффициент связи, 1/м;
 ω_m – минимальная частота ферромагнитного резонанса для железо-иттриевого граната, МГц;
 μ_0 – магнитная постоянная;
 ΔH – полуширина резонансной кривой;
 L – индуктивность, Гн;
 C – емкость, Ф;
 R – сопротивление, Ом.

Эквивалентная схема МЭЭС с ферритовым микрорезонатором представлена на рис. 4.

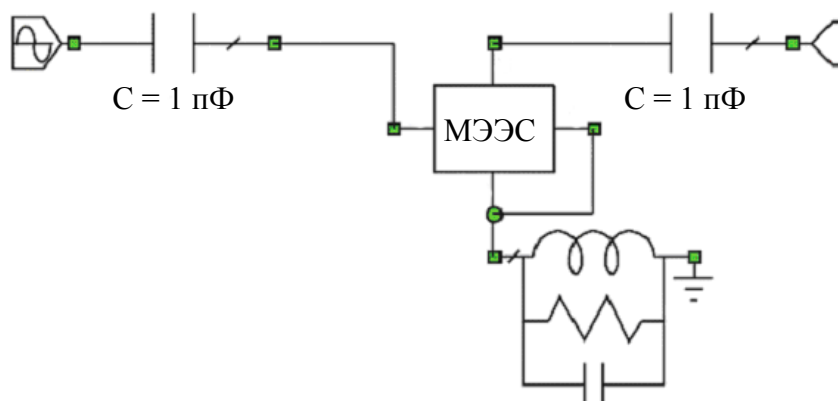


Рис. 4. Эквивалентная схема магнитоэлектронного элемента связи с ферритовым микрорезонатором

Блок-схема алгоритма расчета параметров магнитоэлектронных элементов связи с ферритовым микрорезонатором с перестройкой резонанса магнитным полем в диапазоне частот до 100 ГГц приведена на рис. 5.

Разработанная программа позволяет моделировать магнитоэлектронные элементы связи с ферритовым микрорезонатором в диапазоне частот до 100 ГГц.

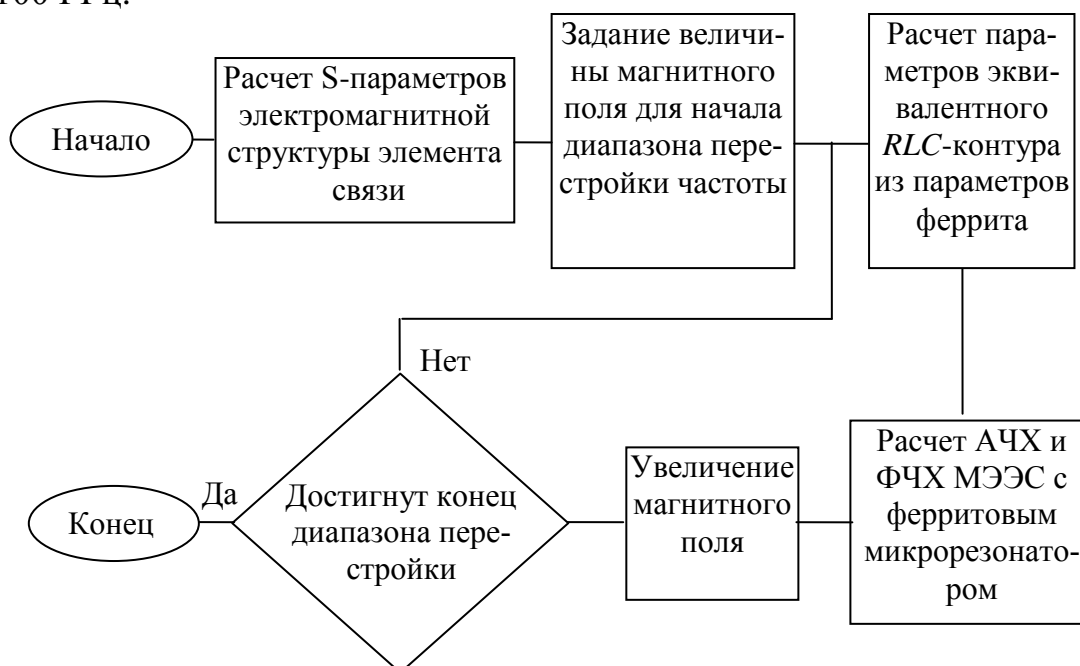


Рис. 5. Блок-схема алгоритма расчета параметров магнитоэлектронных элементов связи с ферритовым микрорезонатором с перестройкой резонанса в диапазоне частот до 100 ГГц

Алгоритм расчета параметров магнитоэлектронных элементов связи использован при разработке программы анализа мощных биполярных магнитоэлектронных транзисторов (ПРЭВМ, БД, ИТИМС Роспатента № 417 от 26.02.04) в ОВЧ-, УВЧ-диапазонах.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хвалин А. Л., Игнатъев А. А. Электродинамическое моделирование магнито-электронных элементов в ненасыщенных состояниях // Направления развития электронного приборостроения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

2. Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В. и др. Электродинамическое моделирование СВЧ-усилителей с гетеромагнитным управлением // Гетеромагнитная электроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

3. Самолданов В. Н., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В. и др. Компьютерное моделирование ферритовых резонаторов во внутренних цепях биполярного транзистора в усилительном режиме работы // Гетеромагнитная электроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

УДК 621.315.592, 537.311.322, 537.86.029

ПРОГРАММА РАСЧЕТА МОЩНЫХ СОСТАВНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В СВЧ-ДИАПАЗОНЕ

А. А. Игнатъев, В. Н. Самолданов, А. Л. Хвалин

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

В терминах Y - и S -матриц предложен алгоритм моделирования составного биполярного транзистора. На примере транзистора КТ962Б мощностью 20 Вт показаны результаты расчёта коэффициента усиления в диапазоне частот до 3 ГГц.

Ключевые слова: Y - и S -матрицы, составной биполярный транзистор, модель Гуммеля- Пуна, статические характеристики транзистора, амплитудно- частотная характеристика (АЧХ).

Program for Calculation of Power Composite Bipolar Transistors in the SHF-Band

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

In the Y - and S -matrix terms there is proposed the simulation algorithm of composite bipolar transistor. There are shown results of calculation amplification factor in the frequency band up to 3 GHz on the example of transistor КТ962В.

Key words: Y - and S -matrix, composite bipolar transistor, Hummel-Pun model, transistor static characteristics, amplitude-frequency characteristic (AFC).

При проектировании мощных биполярных транзисторов для достижения высокого уровня выходной мощности часто применяется каскадирование транзисторных кристаллов в одном корпусе. Отдельные ячейки составного транзистора соединяются параллельно, при этом существенно

уменьшается входное сопротивление. С целью увеличения сопротивления входной цепи составного транзистора между эмиттером и базой рядом с транзисторными кристаллами ставят МДП-конденсатор (рис. 1). Таким образом, задача моделирования мощного транзистора разделяется на моделирование отдельных транзисторных кристаллов и всей транзисторной сборки с учетом индуктивностей разварочных проводников и емкости согласующего конденсатора.

В данной работе представлена программа расчета параметров модели мощного составного биполярного транзистора на основе каскада базовых полупроводниковых структур в усилительном режиме работы. В качестве исходных данных используются экспериментальные семейства S -параметров и статических характеристик биполярного транзистора.

Биполярный транзистор представлен моделью Гуммеля–Пуна [2], параметры которого рассчитывались из экспериментальных амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) и статических характеристик тестового усилителя.

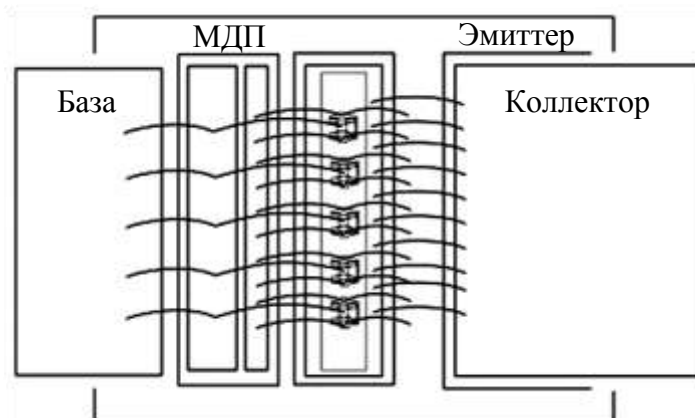


Рис. 1. Типовая схема монтажа мощного составного биполярного транзистора

Каждая ячейка составного 5-секционного биполярного транзистора моделировалась отдельно (рис. 2) методом итерационной оптимизации параметров [2].

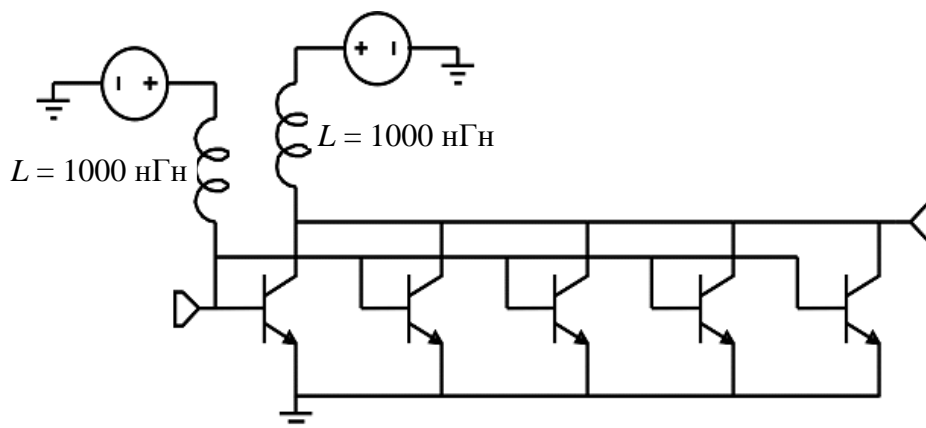


Рис. 2. Эквивалентная схема тестового усилителя на основе составного транзистора

Расчетные параметры одной ячейки составного транзистора: $IS = 6,235e-013$ мА, $BF = 150$, $NF = 0,902033$, $VAF = 30$, $IKF = 1022,26$ мА, $NE = 1,192$, $BR = 8,01$, $NR = 1$, $VAR = 50B$, $IKR = 3,514$ мА, $NC = 0,8$, $RB = 0,2$ Ом, $IRB = 1,015e-10$ мА, $RBM = 0,503839$ Ом, $RE = 0,329702$ Ом, $CJC = 4$ пФ, $LB = 1e-6$ нГ. На рис. 3 показаны расчетные АЧХ тестового усилителя без элемента связи для различных уровней входной мощности.

Исходные статические характеристики для одной секции составного транзистора рассчитываются исходя из экспериментальных статических характеристик всего транзистора, при этом ток на выводах равномерно делится между всеми секциями, а напряжения на выводах каждой секции принимаются равными напряжению на выводах транзистора.

При параллельно-параллельном соединении четырехполосников Y -матрица всей схемы может быть получена путем сложения Y -матриц всех компонентов [1].

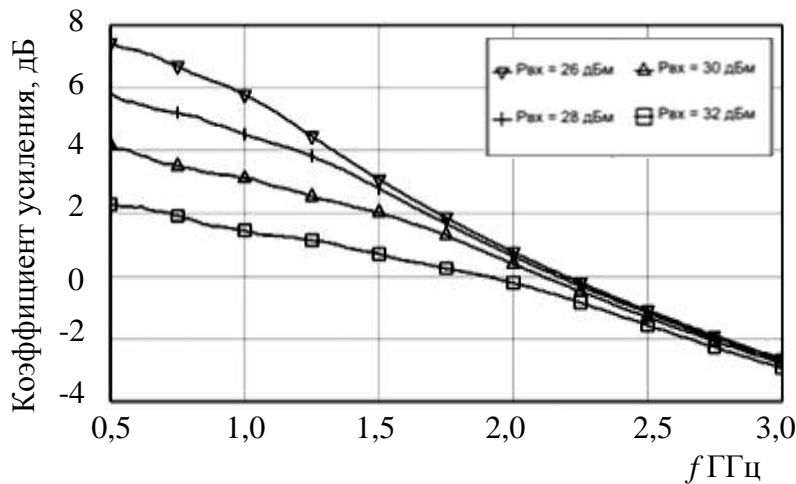


Рис. 3. АЧХ тестового усилителя для различных уровней входной мощности

Перейдем от Y -матрицы к S -матрице для составного транзистора с помощью соотношений

$$Y = \sqrt{Y_0} (I - S)(I + S)^{-1} \sqrt{Y_0}, \quad (1)$$

$$Y_{11} = \frac{1}{Z_{01}} \frac{((1 - S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21})}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad Y_{12} = \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}} \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}} \frac{(S_{21}S_{12} - (1 - S_{11})S_{12})}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad (2)$$

$$Y_{21} = \frac{1}{\sqrt{Z_{01}}} \frac{1}{\sqrt{Z_{02}}} \frac{(S_{21}S_{12} - (1 - S_{22})S_{21})}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}}, \quad Y_{22} = \frac{1}{Z_{02}} \frac{((1 - S_{22})(1 + S_{11}) - S_{21}(1 + S_{22}))}{(1 + S_{11})(1 + S_{22}) - S_{12}S_{21}},$$

где I – единичная матрица; Y_0 – диагональная матрица нормирующих проводимостей различных входов с элементами диагонали, равными $1/Z_{01}$ и $1/Z_{02}$. Для одной транзисторной структуры составного транзистора матрица

$$Y' = Y/N,$$

где Y – матрица проводимости составного транзистора; N – число транзисторных структур в составном транзисторе.

Для расчета S -матрицы одной транзисторной структуры составного транзистора воспользуемся соотношениями

$$S = \sqrt{Z_0}(Y_0 - Y')(Y_0 + Y')^{-1}\sqrt{Y_0}, \quad (3)$$

$$S_{11} = \frac{\left(\frac{1}{Z_{01}} - \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} + \frac{Y_{22}}{N}\right) + \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}}{\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} + \frac{Y_{22}}{N}\right) - \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}}, \quad S_{12} = \frac{\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \frac{Y_{12}}{N} \left(\frac{Y_{11}^2}{N} - \frac{1}{Z_{01}^2}\right)}{\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} + \frac{Y_{22}}{N^2}\right) - \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}},$$

$$S_{21} = \frac{\sqrt{\frac{Z_{01}}{Z_{02}}} \frac{Y_{21}}{N} \left(\frac{Y_{22}^2}{N^2} - \frac{1}{Z_{02}^2}\right)}{\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} + \frac{Y_{22}}{N}\right) - \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}}, \quad S_{22} = \frac{\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} - \frac{Y_{22}}{N}\right) + \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}}{\left(\frac{1}{Z_{01}} + \frac{Y_{11}}{N}\right)\left(\frac{1}{Z_{02}} + \frac{Y_{22}}{N}\right) - \frac{Y_{12}Y_{21}}{N^2}}. \quad (4)$$

Основу программы расчета составляют численный эксперимент, согласование с экспериментальными данными и оптимизация параметров внешней модели биполярного транзистора. На рис. 4 приведена блок-схема алгоритма расчета для составного транзистора.

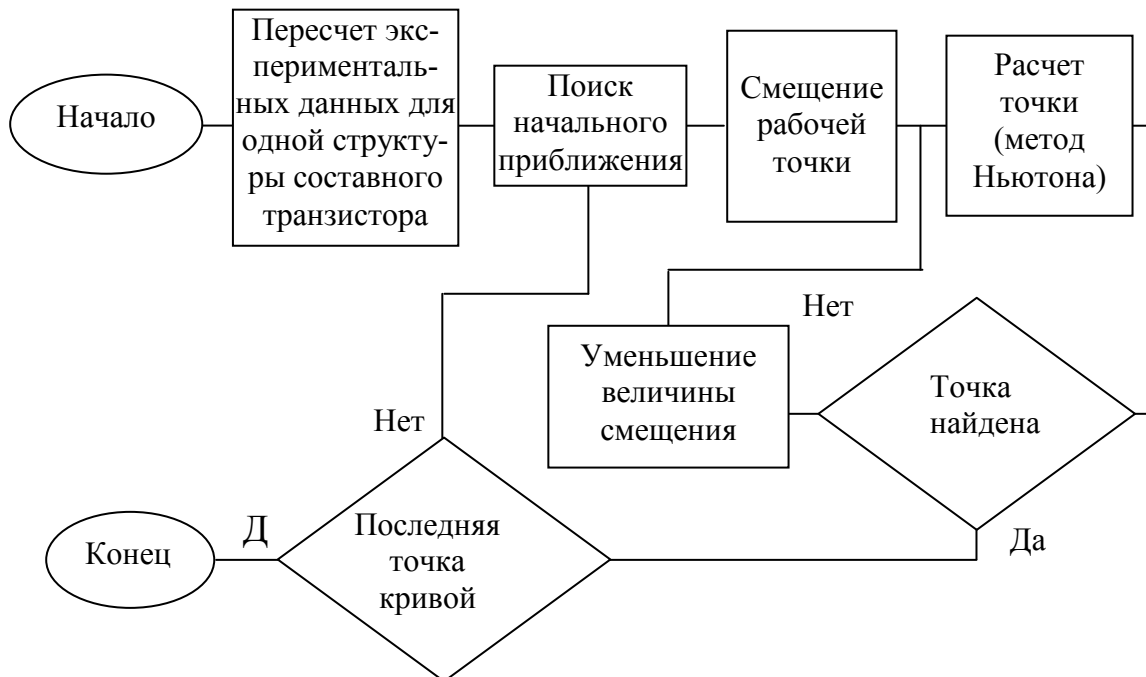


Рис. 4. Блок-схема алгоритма численного эксперимента для составного транзистора

В качестве тестовой задачи была рассчитана АЧХ биполярного транзистора КТ962Б (мощный составной 5-секционный транзистор, $P = 20$ Вт, $f_T = 1000$ МГц, K_y – от 4 до 5). Расхождение с экспериментальными характеристиками в диапазоне частот от 300 до 900 ГГц не превышает 15–20%, что позволяет использовать программу для моделирования мощных составных биполярных транзисторов в усилительном и генераторном режимах работы.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. М.: Радио и связь, 1987.

2. Самолданов В. Н., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В. и др. Компьютерное моделирование ферритовых резонаторов во внутренних цепях биполярного транзистора в усилительном режиме работы // Гетеромагнитная электроника: сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов ун-та, 2004. Вып. 1.: Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

УДК 621.315.592, 537.311.322, 537.86.029, 53.072.8, 53.072.13

ПРОГРАММА РАСЧЕТА МОЩНЫХ ПОЛЕВЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ ДО 30 ГГц

А. А. Игнатьев, А. Л. Хвалин, А. В. Васильев

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

Предложен алгоритм расчёта мощного каскадированного полевого магнитоэлектронного транзистора. Управление от магнитного поля достигается за счёт включения ферритового резонатора в цепь затвора транзистора. Решена задача оптимизации параметров эквивалентной схемы Матерка составного транзистора, представлены результаты расчёта основных характеристик в диапазоне частот до 30 ГГц в режиме управления от внешнего постоянного магнитного поля.

Ключевые слова: каскадированный полевой транзистор с затвором Шоттки, модель Матерка, статические характеристики транзистора, коэффициент усиления.

Program for Calculation of Power Field-Effect Magnetoelectronic Transistors in the Frequency Band up to 30 GHz

A. A. Ignatiev, A. L. Khvalin, A. V. Vasilyev

There is proposed calculation algorithm of power cascaded field-effect magnetoelectronic transistor. Magnetic field control is achieved by inclusion ferrite resonator into the transistor gate circuit. The problem of optimization parameters of composite transistor equivalent circuit of Materka is solved, results of calculation of main characteristics in the frequency band up to 30 Gz in the control mode of the external magnetic field are presented .

Key words: cascaded field-effect transistor with the gate Schottky, model of Materka, static transistor characteristics, amplification factor.

Алгоритм расчета мощного полевого магнитоэлектронного транзистора включает модели элементарной транзисторной ячейки полевого транзистора, мощного каскадированного транзистора [1–3] ферритового микрорезонатора [4].

Элементарная транзисторная ячейка с затвором Шоттки представлена (рис. 1) в виде эквивалентной схемы Матерка [3]. Принцип каскадного соединения элементарных транзисторных ячеек использован для повышения выходной мощности полевых магнито-электронных транзисторов.

Алгоритм моделирования мощных каскадированных магнитоэлектронных транзисторов и устройств на их основе допускает использование САПР типа Serenade, MatLab, Microwave Office и пр.

В алгоритме применяется нелинейная модель активной области транзистора, учитывающая полный импеданс электродов. Для моделирования каскадного соединения элементарных ячеек в дальнейшем будем считать элементарные ячейки транзистора физически квази-идентичными, т. е. каждая элементарная полупроводниковая структура описывается моделью с одинаковым набором равных параметров.

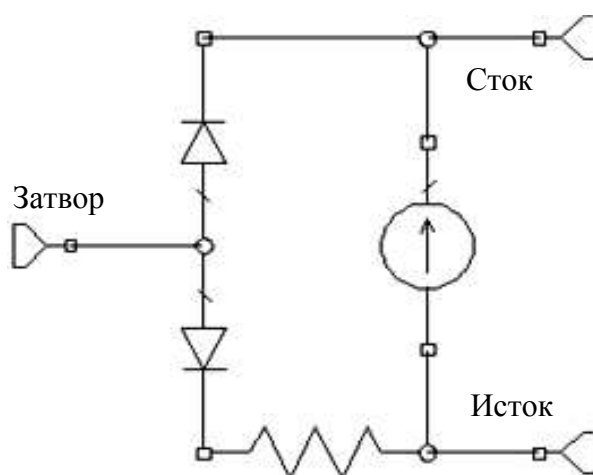


Рис. 1. Эквивалентная модель Матерка активной области транзистора

Данное предположение существенно ограничивает число параметров, необходимых для решения задачи оптимизации. Для упрощения оптимизации по различным классам параметров и совместимости с различными САПР необходима модификация модели транзистора, поэтому в дальнейшем для моделирования используется эквивалентной схема, приведенная на рис. 2, где базовой моделью полупроводниковой структуры является схема, показанная на рис. 1.

Полную эквивалентную схему каскадированного транзистора также можно представить в виде эквивалентной схемы Матерка (рис. 3) для одиночного транзистора [3].

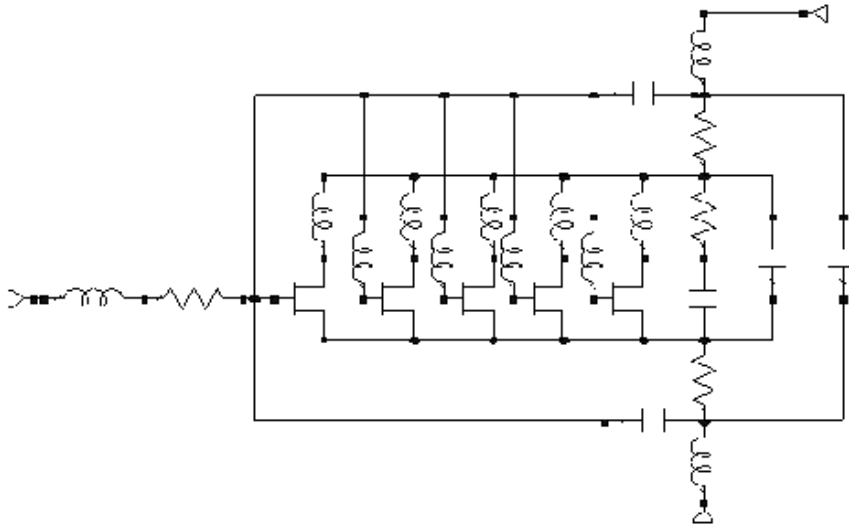


Рис. 2. Эквивалентная схема мощного каскадированного полевого транзистора

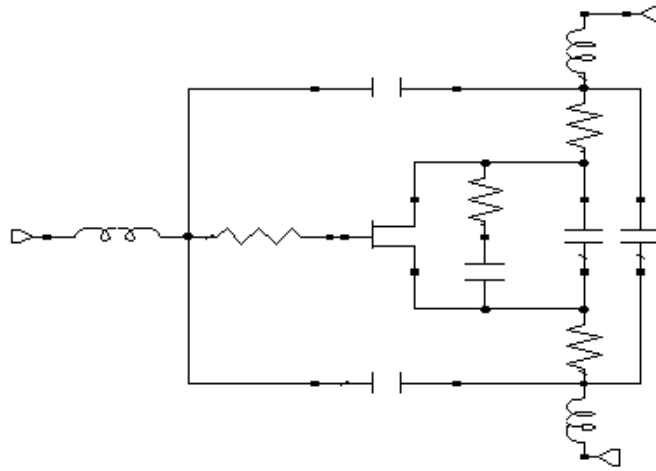


Рис. 3. Эквивалентная схема Матерка для каскадированного транзистора

При решении тестовой задачи были получены следующие результаты:

- интегральная ошибка (E_{Σ}) по семейству статических характеристик не превосходит 1,5% (рис. 4);
- численные значения функции ошибки для коэффициента передачи $E(S_{21})$ в диапазоне от 0,3 до 30 ГГц не превосходит 50%. В результате решения задачи оптимизации в диапазоне от 7 до 30 ГГц функция ошибки не превосходит 8% (рис. 5).

В качестве тестовой задачи использовалась базовая ячейка на основе транзистора NE27200. Выбор транзистора обусловлен высоким коэффициентом усиления в широкой полосе частот (до 30 ГГц).

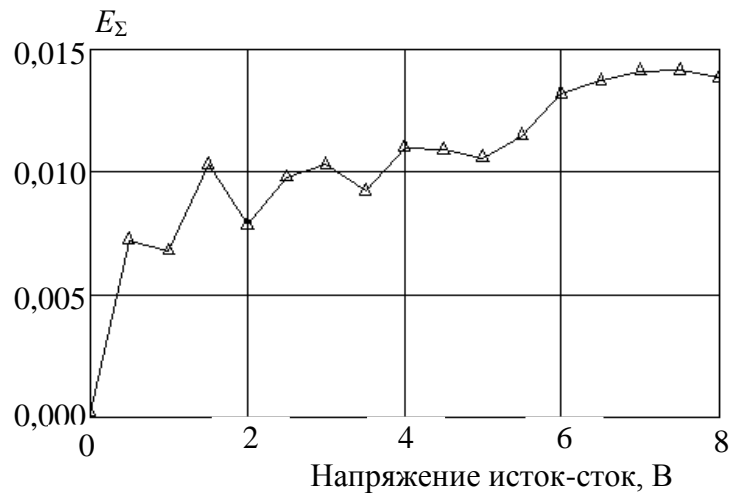


Рис. 4. Интегральная функция ошибки E_Σ для семейства выходных статических характеристик

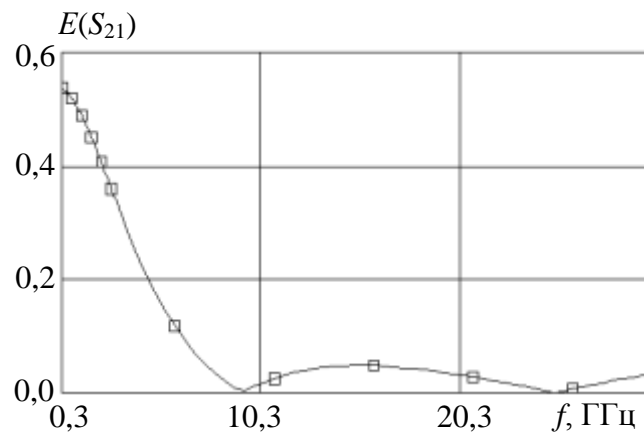


Рис. 5. Функция ошибки для коэффициента передачи $E(S_{21})$ в диапазоне частот

На рис. 6 представлена эквивалентная схема мощного магнитоэлектронного полевого транзистора.

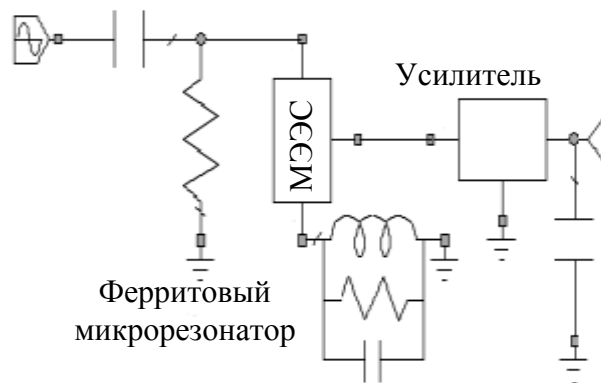


Рис. 6. Эквивалентная схема мощного магнито электронного полевого транзистора

Схема (рис. 6) включает элемент связи, ферритовую структуру [4], мощный каскадированный полевой транзистор (см. рис. 3) в виде трехплюсника (усилитель) с элементами питания (рис. 7).

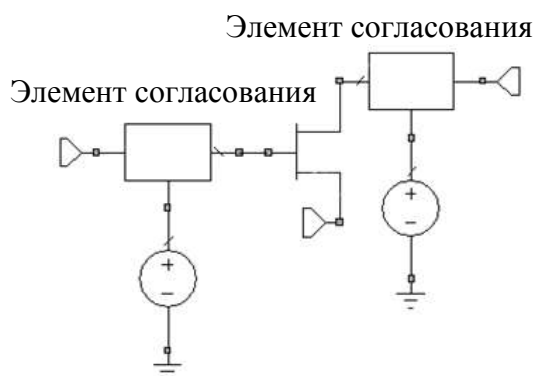


Рис. 7. Мощный каскадированный полевой транзистор с элементами питания

Результаты расчета частотных характеристик мощного магнитоэлектронного транзистора (МЭПТ) показаны на рис. 8.

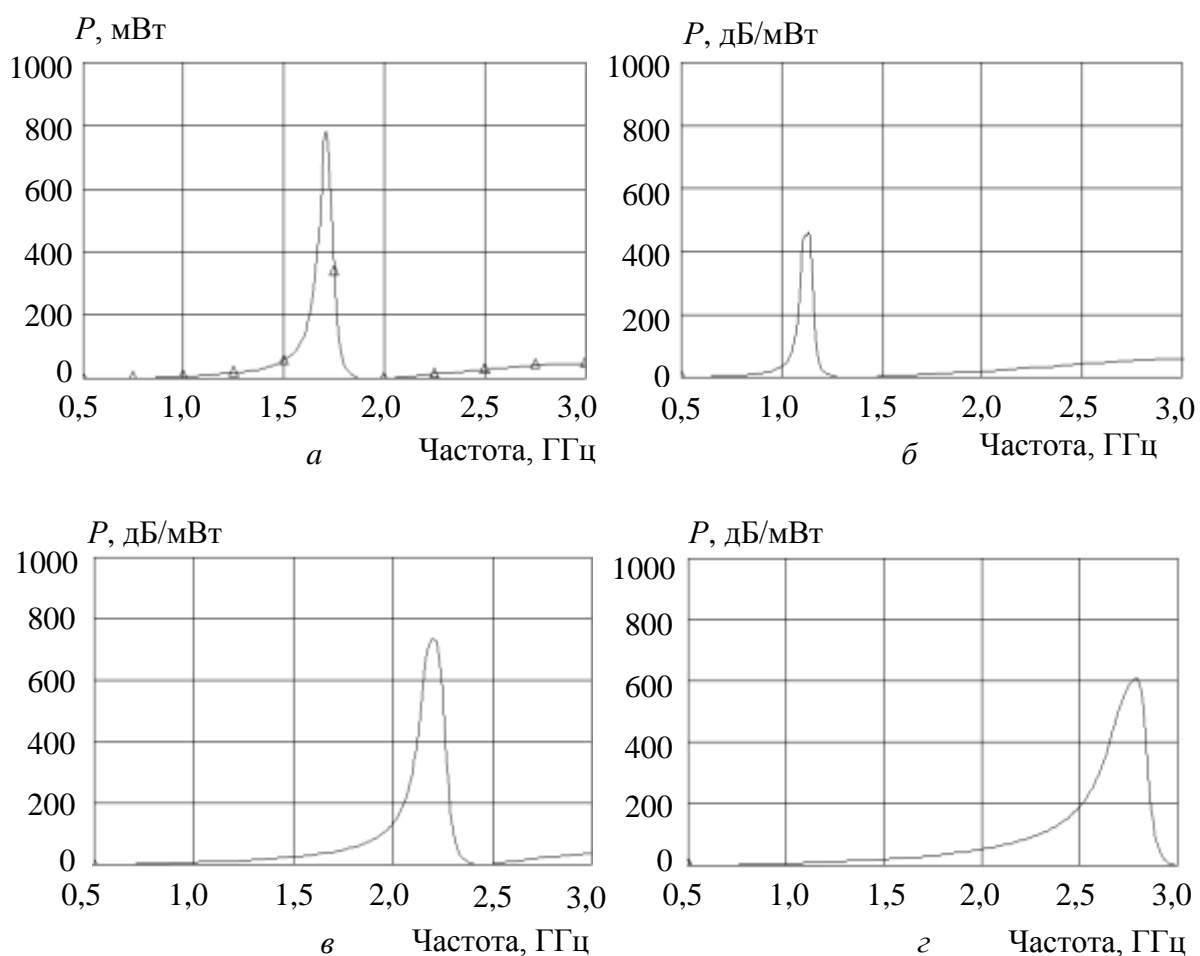


Рис. 8. Выходная мощность МЭПТ при напряженности внешнего магнитного поля: $a - H = 61,5$ мТл; $б - H = 40,0$ мТл; $в - H = 80,0$ мТл; $г - H = 100,0$ мТл

Зависимости коэффициента усиления от магнитного поля показаны на рис. 9.

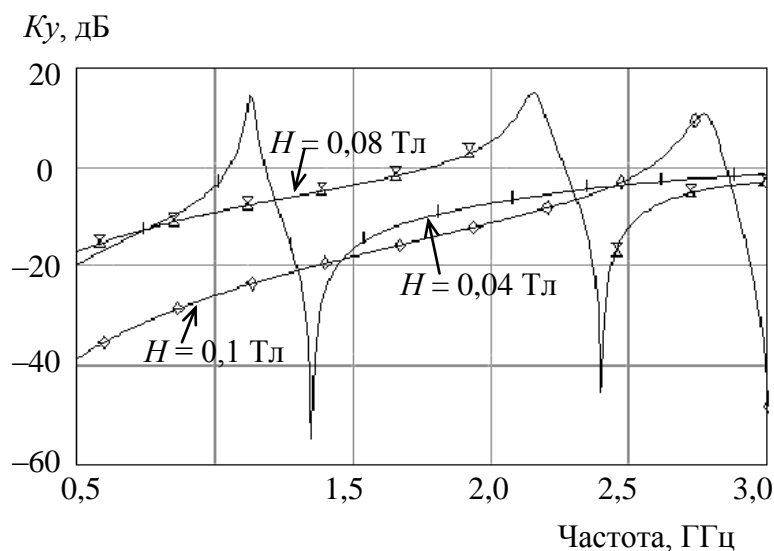


Рис. 9. Результаты расчета коэффициента усиления мощного МЭПТ от напряженности внешнего магнитного поля.

Разработанная программа может быть использована при проектировании феррит-транзисторных структур СВЧ-диапазона на основе:

– полевых магнитоэлектронных транзисторов (ПРЭВМ, БД, ИТИМС Роспатента № 416 от 26.02.04) для режимов генерации регулярных и квазишумовых сигналов при высоких уровнях непрерывной и импульсной мощности в ОВЧ-, УВЧ-, СВЧ-диапазонах;

– мощных биполярных магнитоэлектронных транзисторов (ПРЭВМ, БД, ИТИМС Роспатента № 417 от 26.02.04) для режимов генерации регулярных и квазишумовых сигналов при высоких уровнях непрерывной и импульсной мощности в ОВЧ-, УВЧ-диапазонах.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гупта К., Гардж Р., Чадха Р. Машинное проектирование СВЧ-устройств. М. : Радио и связь, 1987.
2. Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Васильев А. В., Самолданов В. Н. Электродинамический расчет при проектировании гетеромагнитных усилителей // Направления развития электронного приборостроения : Материалы науч.-техн. конф. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2003.
3. Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Васильев А. В., Самолданов В. Н. Электродинамическое моделирование СВЧ-усилителей с гетеромагнитным управлением // Гетеромагнитная микроэлектроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1.
4. Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферритмагнетики. М. : Мир, 1965.

**ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ
И ТЕХНОЛОГИИ**

УДК 537.635, 537.622.6, , 537.611.3, 621.315.592, 621.373, 621.373

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХДОМЕННОЙ МОДЕЛИ СФЕРИЧЕСКОГО
МИКРОРЕЗОНАТОРА НА ОСНОВЕ ЖЕЛЕЗО-ИТТРИЕВОГО ГРАНАТА
В НЕНАСЫЩЕННОМ РЕЖИМЕ**

М. Л. Коваленко, Л. С. Сотов

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

Предложена модель сферического микрорезонатора на основе железо-иттриевого граната в ненасыщенном режиме. Получена и численно исследована система обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих СВЧ-неавтономные колебания, учитывающая колебания доменных стенок.

Ключевые слова: ферромагнитный резонанс, уравнения Ландау-Лифшица, доменная стенка, микрорезонатор, ненасыщенный режим.

**Researching of Two-Domain Model of Spherical Microresonator
on the Yttrium Iron Garnet in the Unsaturated Mode**

M. L. Kovalenko, L. S. Sotov

There is proposed the model of spherical microresonator on the yttrium iron garnet in the unsaturated mode. Obtained and studied numerically the system of ordinary nonlinear differential equations, describing SHF non-autonomous oscillations, and taking into account the fluctuations of domain walls.

Key words: ferromagnetic resonance, Landau-Lifshitz equation, domain wall, microresonator, unsaturated mode.

Работа посвящена разработке и численному исследованию двухдоменной динамической модели сферического ферритового микрорезонатора на основе железо-иттриевого граната в ненасыщенном режиме. Получена и численно исследована система обыкновенных нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих СВЧ-неавтономные колебания, учитывающая колебания доменных стенок.

Магнитоэлектронные устройства, работающие с использованием монокристаллического феррита в ненасыщенном режиме, представляют интерес в связи с возможностью создания генераторов шума, автомодуляционных колебаний для средств измерения индукции магнитного поля, синтезаторов сеток частот и др. [1].

Теория ферромагнитного резонанса (ФМР) для ферритов в насыщенном режиме разработана в 1950–1960-х годах [2]. Явления взаимодействия СВЧ-поля с монокристаллическими ферритами в доменном режиме также исследовались рядом авторов [4, 5]. Однако динамическая модель, описывающая взаимодействие СВЧ-поля с ферритом в доменном режиме, отсутствует.

Описание ФМР в однодоменном феррите возможно с помощью уравнения Ландау–Лифшица с диссипативным членом в форме Гильберта [3]. Проведенные в данной работе расчеты для железо-иттриевого граната (ЖИГ) показали хорошее согласование модели с экспериментом. Однако прямой переход от модели однодоменной структуры к модели многодоменной через систему уравнений Ландау–Лифшица для различных доменов и уравнений для колебаний доменных стенок, играющих роль уравнений связи, в принципе невозможен. Дело в том, что в многодоменном случае необходимо учитывать не только «кинетическую» энергию прецессии векторов намагниченности, но и различные виды «потенциальной» энергии многодоменной ферритовой структуры, в том числе и энергию связи между доменами.

Ниже приведены ограничения, накладываемые на исследуемую многодоменную ферритовую структуру:

- 1) рассматривается одноосная двухдоменная структура, состоящая из бесконечных плоскопараллельных слоев одинаковой толщины (рис. 1);
- 2) в энергетической связи между доменами учитываются только размагничивающие поля;
- 3) доменные стенки считаются бесконечно тонкими, неподвижными и их энергия не учитывается;
- 4) рассматривается статический случай;
- 5) исследуются независимые собственные частоты трех колебаний: двух высокочастотных и относительно низкочастотное колебание доменной стенки.

Уравнение движения доменной стенки, полученное Л. Д. Ландау и Е. М. Лифшицем [6], позволяет учитывать энергию ее движения и собственную частоту колебаний. При этом стенка считалась бесконечно тонкой, и не был учтен ее тип (блоховская или неелевская). В работе К. Б. Власова и Л. Г. Оноприенко [7] была учтена связь между собственными колебаниями доменов и колебаниями доменной стенки.

Двухдоменная модель

В работе [7] рассматривается двухдоменная (двухфазная) модель (рис. 1) магнитоодноосного монокристаллического ЖИГ, на который воздействуют два магнитных поля: постоянное поле H_0 ($H_0 < H_s$) – поле насыщения, при котором исчезает доменная структура, и высокочастотное поле h ($h \ll H_0$) (рис. 2). В настоящей работе рассматривается частный случай ЖИГ сферы, учет формы производится через соответствующие значения факторов размагничивания и энергию размагничивающих полей на поверхности структуры.

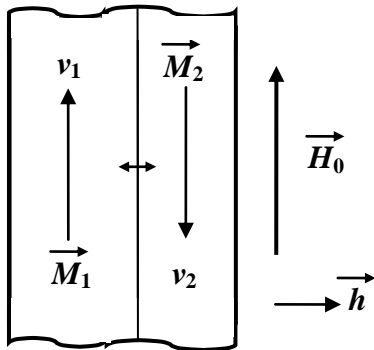


Рис. 1. Конфигурация двухдоменной структуры

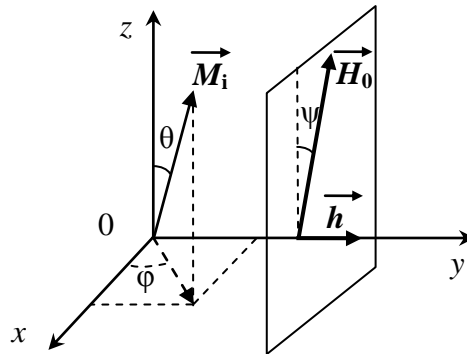


Рис. 2. Основные параметры модели в сферической системе координат

Данную модель (см. рис. 1) характеризуют следующие параметры:

- намагниченности доменов M_i ;
- относительные объемы доменов $\nu_i = \frac{V_i}{V}$, где V_i – объем i -й фазы;
- V – объем всей структуры;
- $\dot{\nu}_i$ – скорость изменения объемов доменов, отнесенная к объему структуры V , причем $\dot{\nu}_1 = -\dot{\nu}_2$;
- поле анизотропии $H_A = \frac{2K_1}{M_s}$, где K_1 – первая константа анизотропии, M_s – намагниченность насыщения материала;
- m_γ – поверхностная плотность эффективной массы доменной стенки;
- d – средняя ширина домена.

Анализ предложенной модели сводится к исследованию взаимодействия собственных частот системы.

Процесс анализа разбивается на два этапа:

- нахождение параметров $q_i^o = \{\nu_1^o, \theta_1^o, \theta_2^o, \varphi_1^o, \varphi_2^o\}$, причем $\nu_2^o = 1 - \nu_1^o$, соответствующих равновесному состоянию системы ($h = 0$) при заданном значении H_0 ;
- исследование малых колебаний системы относительно найденного

положения равновесия.

Нахождение равновесного состояния системы осуществляется путем решения системы уравнений

$$\frac{\partial G}{\partial q_i} = 0, \quad (1)$$

$$G = F + E_f + E_{\square}, \quad (2)$$

где G – термодинамический потенциал [7]; F – плотность свободной энергии, E_f – плотность магнитной энергии во внешних полях; E_{\square} – плотность энергии размагничивающих полей.

Рассмотрим каждую из энергетических составляющих.

Считаем, что в пределах каждого домена намагниченность однородна и постоянна по модулю. Тогда, если пренебречь внутренними напряжениями, свободная энергия будет равна энергии кристаллографической анизотропии

$$F = K_1 \left[\nu_1 \frac{(M_{s1})_x^2 + (M_{s1})_y^2}{M_s^2} + \nu_2 \frac{(M_{s2})_x^2 + (M_{s2})_y^2}{M_s^2} \right]. \quad (3)$$

Плотность магнитной энергии во внешних полях (зеemanовская энергия) в общем случае состоит из плотности магнитной энергии в постоянном магнитном поле H_0 , приложенном в плоскости ZOY под углом ψ к оси легкого намагничивания кристалла (в рамках данной модели она совпадает с осью OZ и лежит в плоскости границы), и плотности магнитной энергии в слабом СВЧ-поле h , приложенном вдоль оси OY (см. рис. 2):

$$E_f = -\vec{M} \left(\vec{H}_0 + \vec{h} e^{i\omega t} \right), \quad (4)$$

где

$$\vec{M} = \nu_1 \vec{M}_{s1} + \nu_2 \vec{M}_{s2}, \quad (5)$$

\vec{M}_{si} – намагниченность насыщения i -го домена, причем $|\vec{M}_{si}| = M_s$, $i = 1, 2$.

$$E_{\square} = E_{\square}^{\text{обп}} + E_{\square}^{\text{гр}}. \quad (6)$$

Плотность энергии размагничивающих полей состоит из плотностей энергий, обусловленных размагничивающими полями на поверхности сферы и скачками намагниченности на границах доменов.

Для рассматриваемого случая однородной намагниченности

$$E_{\square} = \frac{1}{2} (N_x M_x^2 + N_y M_y^2 + N_z M_z^2), \quad (7)$$

где N_x, N_y, N_z – размагничивающие факторы соответственно по осям OX, OY, OZ .

Плотность магнитной энергии размагничивающих полей, возникающих на границе доменов для системы параллельных 180-градусных границ в случае их бесконечной длины не зависит от изменения относительного объема одного из доменов. Но по мере уменьшения относительных размеров одного из доменов, когда его толщина становится порядка толщины границы, условия для изменения намагниченности в различных доменах становятся неэквивалентными. Если учесть это обстоятельство и конечный объем ЖИГ резонатора, то можно воспользоваться экстраполяционной формулой

$$E_{\square} = \frac{1}{2} N_{\gamma} \left[(\vec{M}_{s1} \vec{n}) - (\vec{M}_{s2} \vec{n}) \right]^2 \nu_1 \nu_2, \quad (8)$$

где N_{γ} – размагничивающий фактор плоскопараллельного домена, который для бесконечно тонкого домена равен 4π ; \vec{n} – нормаль к границе, составляющая угол α с осью OY .

Малые колебания относительно положения равновесия, задаваемого $q_i^{\circ} = \{\nu_1^{\circ}, \theta_1^{\circ}, \theta_2^{\circ}, \varphi_1^{\circ}, \varphi_2^{\circ}\}$, дают решения уравнения Эйлера

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial \dot{q}_i} = \frac{\partial L}{\partial q_i}, \quad (9)$$

где

$$\begin{aligned} L(\nu_1, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2, \dot{\nu}_1, \dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2) = \\ = T(\nu_1, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2, \dot{\nu}_1, \dot{\theta}_1, \dot{\theta}_2, \dot{\varphi}_1, \dot{\varphi}_2) - G(\nu_1, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2) \end{aligned} \quad (10)$$

– функция Лагранжа,

$$T = T_{\vec{M}_1} + T_{\vec{M}_2} + T_{\gamma} \quad (11)$$

– плотность кинетической энергии прецессии векторов намагниченности обеих фаз и энергии колебания доменной стенки.

Выражения для $T_{\vec{M}_{1,2}}$ получаются из уравнения Ландау–Лифшица для прецессии вектора намагниченности [6]. Пренебрегая затуханием, имеем общее выражение для T

$$T = \frac{(\vec{M} [\vec{M}_{\perp} \times \vec{M}_{\perp}])}{\gamma \vec{M}_{\perp}^2}, \quad (12)$$

где

$$\vec{M}_{\perp} = \frac{1}{k^2} [\vec{k} [\vec{M} \times \vec{k}]], \quad (13)$$

а \vec{k} – в общем случае произвольно направленный вектор.

Если в сферической системе координат направить вектор \vec{k} вдоль оси OZ , то получим следующее выражение:

$$T_{\vec{M}_{1,2}} = \frac{M_{1,2}}{\gamma} \cos\theta_{1,2} \cdot \dot{\varphi}_{1,2}, \quad (14)$$

где

$$M_{1,2} = M_s \nu_{1,2}. \quad (15)$$

Энергия колебаний доменных стенок дается выражением

$$T_\gamma = \frac{1}{2} m_\gamma \dot{\nu}^2 d. \quad (16)$$

Ограничением, применяемым в [5] и [7], является линеаризация уравнения Эйлера (9) по членам второго порядка малости относительно q_i^0 и h . Это позволяет получить алгебраическое уравнение, связывающее три собственные частоты, и затем найти аналитические выражения для них.

Одним из следствий такого упрощения является отсутствие в решении гармонических составляющих частот высшего порядка и комбинационных частот, вторым – исчезновение зависимости от величины поля h , которое считается бесконечно малым.

Вторым упрощением является учет связи между тремя собственными частотами для частного случая $\psi = \pi/2$. Для других частных случаев в работе [7] взаимодействием между частотами пренебрегают.

Подход к рассмотрению двухдоменной модели ЖИГ сферы, предложенный авторами в работе [7], развит с использованием численных методов исследования системы дифференциальных уравнений.

Для получения аналитического вида выражения (1) в декартовой системе координат запишем

$$\vec{M}_{s_i} = (M_s \cdot \sin\theta_i \cdot \cos\varphi_i, M_s \cdot \sin\theta_i \cdot \sin\varphi_i, M_s \cdot \cos\theta_i), \quad i = 1, 2. \quad (17)$$

В соответствии с (17) выражения для (3) и (4) будут иметь вид

$$\begin{aligned} F_{\text{ан}} &= K_1 \left[\nu_1 \frac{(M_s \cdot \sin\theta_1 \cdot \cos\varphi_1)^2 + (M_s \cdot \sin\theta_1 \cdot \sin\varphi_1)^2}{M_s^2} + \right. \\ &\quad \left. + \nu_2 \frac{(M_s \cdot \sin\theta_2 \cdot \cos\varphi_2)^2 + (M_s \cdot \sin\theta_2 \cdot \sin\varphi_2)^2}{M_s^2} \right] = \\ &= K_1 \left[\nu_1 \cdot \sin^2\theta_1 + \nu_2 \cdot \sin^2\theta_2 \right], \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} E_f &= -\left\{ \nu_1 M_s \left[\sin\theta_1 \cdot \sin\varphi_1 (H_o \cdot \sin\psi + h \cdot \cos\omega t) + \cos\theta_1 \cdot H_o \cdot \cos\psi \right] + \right. \\ &\quad \left. + \nu_2 M_s \left[\sin\theta_2 \cdot \sin\varphi_2 (H_o \cdot \sin\psi + h \cdot \cos\omega t) + \cos\theta_2 \cdot H_o \cdot \cos\psi \right] \right\}. \end{aligned} \quad (19)$$

Примем значения размагничивающих факторов для сферы

$$N_x = N_y = N_z = \frac{1}{3}. \quad (20)$$

С учетом (7) и (8) при $\alpha = 0$ (граница перпендикулярна оси OY) получим

$$E_{\square} = E_{\square}^{\text{обп}} + E_{\square}^{\text{гп}} = \frac{1}{6} M^2 + 2\pi \left[(M_{s1})_y - (M_{s2})_y \right]^2 \nu_1 \nu_2. \quad (21)$$

В соответствии с (17) имеем

$$E_{\square}^{\text{обп}} = \frac{1}{6} M_s^2 \left[\nu_1^2 + \nu_2^2 + 2\nu_1 \nu_2 (\sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) + \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2) \right], \quad (22)$$

$$E_{\square}^{\text{гп}} = 2\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \left(\sin^2 \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 + \sin^2 \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - 2 \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 \right). \quad (23)$$

Дифференцируя выражения (18), (19), (22) и (23) по переменным $q_i = \{\nu_1, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2\}$ и учитывая равенство

$$\nu_2 = 1 - \nu_1, \quad (24)$$

получим

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial \nu_1} &= K_1 (\sin^2 \theta_1 - \sin^2 \theta_2) - M_s \left[(\sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2) \times \right. \\ &\times (H_0 \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) + (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) H_0 \cos \psi \left. \right] + \frac{1}{3} M_s^2 (2\nu_1 - 1) \times \\ &\times \left[1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \right] + 2\pi (1 - 2\nu_1) M_s^2 \times \\ &\times \left(\sin^2 \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 + \sin^2 \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - 2 \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 \right), \end{aligned} \quad (25)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial \theta_1} &= K_1 \nu_1 \sin 2\theta_1 - \nu_1 M_s \left[\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \right. \\ &- \sin \theta_1 \cdot H_0 \cos \psi \left. \right] + \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \left[\cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \sin \theta_1 \times \right. \\ &\times \cos \theta_2 \left. \right] + 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \theta_1 \left(\sin \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 - \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 \right), \end{aligned} \quad (26)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial \theta_2} &= K_1 \nu_2 \sin 2\theta_2 - \nu_2 M_s \left[\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \right. \\ &- \sin \theta_2 \cdot H_0 \cos \psi \left. \right] + \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \left[\sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos \theta_1 \times \right. \\ &\times \sin \theta_2 \left. \right] + 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \theta_2 \left(\sin \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \varphi_2 \right), \end{aligned} \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial G}{\partial \varphi_1} &= -\nu_1 M_s \sin \theta_1 \cos \varphi_1 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \\ &- \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \\ &+ 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \varphi_1 \left(\sin^2 \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 \right), \end{aligned} \quad (28)$$

$$\begin{aligned}
\frac{\partial G}{\partial \varphi_2} = & -\nu_2 M_s \sin \theta_2 \cos \varphi_2 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) + \\
& + \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) + \\
& + 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \varphi_2 (\sin^2 \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2).
\end{aligned} \tag{29}$$

Решение системы уравнений (25–29) относительно переменных $q_i = \{\nu_1, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2\}$ даст параметры устойчивого равновесия системы при заданных начальных значениях полей H_0 и h .

Систему уравнений Эйлера (9), с учетом (14), (16), (25–29), можно представить в виде

$$\begin{aligned}
m_\gamma \ddot{v}d = & \frac{M_s}{\gamma} \cos \theta_1 \cdot \dot{\varphi}_1 - \frac{M_s}{\gamma} \cos \theta_2 \cdot \dot{\varphi}_2 - K_1 (\sin^2 \theta_1 - \sin^2 \theta_2) + \\
& + M_s [(\sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2) \times (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) + \\
& + (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3} M_s^2 (2\nu_1 - 1) \cdot [1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \times \\
& \times \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2] - 2\pi(1 - 2\nu_1) M_s^2 (\sin^2 \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 + \\
& + \sin^2 \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - 2 \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{30}$$

где \ddot{v} – ускорение, соответствующее изменению объема одного домена относительно другого;

$$\begin{aligned}
0 = & -\frac{M_s \nu_1}{\gamma} \sin \theta_1 \cdot \dot{\varphi}_1 - K_1 \nu_1 \sin 2\theta_1 + \nu_1 M_s [\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 (H_0 \cdot \sin \psi + \\
& + h \cdot \cos \omega t) - \sin \theta_1 \cdot H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 [\cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \\
& - \sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2] - 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \theta_1 (\sin \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 - \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{31}$$

$$\begin{aligned}
0 = & -\frac{M_s \nu_2}{\gamma} \sin \theta_2 \cdot \dot{\varphi}_2 - K_1 \nu_2 \sin 2\theta_2 + \nu_2 M_s [\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 (H_0 \cdot \sin \psi + \\
& + h \cdot \cos \omega t) - \sin \theta_2 \cdot H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 [\sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \\
& - \cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2] - 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \theta_2 (\sin \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{32}$$

$$\begin{aligned}
\frac{M_s \dot{\nu}_1}{\gamma} \cos \theta_1 - \frac{M_s \nu_1}{\gamma} \sin \theta_1 \cdot \dot{\theta}_1 = & \nu_1 M_s \sin \theta_1 \cos \varphi_1 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + \\
& + h \cdot \cos \omega t) + \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \\
& - 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \varphi_1 (\sin^2 \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{33}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{M_s \dot{\nu}_2}{\gamma} \cos \theta_2 - \frac{M_s \nu_2}{\gamma} \sin \theta_2 \cdot \dot{\theta}_2 = \nu_2 M_s \sin \theta_2 \cos \varphi_2 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + \\
& + h \cdot \cos \omega t) - \frac{1}{3} M_s^2 \nu_1 \nu_2 \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \\
& - 4\pi \nu_1 \nu_2 M_s^2 \cos \varphi_2 (\sin^2 \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2).
\end{aligned} \tag{34}$$

Поскольку относительные объемы доменов связаны условием (24), ускорение будет одинаковым для обоих доменов.

Стационарный режим

Для нахождения параметров стационарного режима ($h = 0$) воспользуемся системой уравнений (25–29). Согласно [5] и [7], на параметры стационарного режима наложены условия

$$\begin{aligned}
\theta_2^o &= \pi - \theta_1^o = \pi - \theta_0, \\
\varphi_1^o &= \varphi_2^o = \frac{\pi}{2}.
\end{aligned} \tag{35}$$

Первое условие соответствует антиколлинеарности векторов M_1 и M_2 , второе – задает произвольную начальную фазу, значение которой упрощает дальнейшие вычисления.

Подставляя условия (24) (здесь и далее $\nu_1 = \nu_2$) и (35) в систему уравнений для стационарного режима (25–29), имеем

$$0 = -2M_s \cos \theta_0 \cdot H_0 \cdot \cos \psi + \frac{2}{3} M_s^2 (2\nu_0 - 1) \cos^2 \theta_0, \tag{36}$$

$$\begin{aligned}
0 &= K_1 \nu_0 \sin 2\theta_0 + \frac{2}{3} M_s^2 (1 - \nu_0) \nu_0 \cos \theta_0 \cdot \sin \theta_0 + \\
&+ M_s \nu_0 H_0 (\cos \psi \cdot \sin \theta_0 - \sin \psi \cdot \cos \theta_0),
\end{aligned} \tag{37}$$

$$\begin{aligned}
0 &= -K_1 (1 - \nu_0) \sin 2\theta_0 - \frac{2}{3} M_s^2 (1 - \nu_0) \nu_0 \cos \theta_0 \cdot \sin \theta_0 + \\
&+ M_s (1 - \nu_0) H_0 (\cos \psi \cdot \sin \theta_0 + \sin \psi \cdot \cos \theta_0).
\end{aligned} \tag{38}$$

Система (36–38) содержит три уравнения, которые описывают две независимых переменных ν_0 и θ_0 , поэтому можно уменьшить число уравнений путем сложения (37) и (38), что дает

$$\begin{aligned}
0 &= 2K_1 \nu_0 \sin 2\theta_0 - K_1 \sin 2\theta_0 - 2\nu_0 M_s H_0 \cos \theta_0 \cdot \sin \psi + \\
&+ M_s H_0 (\cos \psi \cdot \sin \theta_0 + \sin \psi \cdot \cos \theta_0).
\end{aligned} \tag{39}$$

Разрешая (39) относительно переменной ν_0 , имеем

$$\nu_0 = \frac{K_1 \sin 2\theta_0 - M_s H_0 (\cos \psi \cdot \sin \theta_0 + \sin \psi \cdot \cos \theta_0)}{2K_1 \sin 2\theta_0 - 2M_s H_0 \cos \theta_0 \cdot \sin \psi}. \tag{40}$$

Подставляя (40) в (36), после упрощений имеем

$$0 = \frac{2M_s H_0 \cdot \cos \psi \cdot \cos \theta_0 \cdot \left[(6K_1 + M_s^2) \sin \theta_0 - 3M_s H_0 \cdot \sin \psi \right]}{-6K_1 \sin \theta_0 + 3M_s H_0 \cdot \sin \psi}. \quad (41)$$

Разрешая уравнение (41) относительно переменной θ_0 , получим

$$\begin{aligned} \theta_{01} &= -\theta_{02} = \frac{\pi}{2}, \\ \theta_{03} &= \text{Arc sin} \left(\frac{3M_s H_0 \sin \psi}{6K_1 + M_s^2} \right). \end{aligned} \quad (42)$$

Как показал численный анализ решения, только значение θ_{03} соответствует устойчивому состоянию, поэтому окончательно параметры стационарного режима

$$\begin{aligned} \nu_0 &= \frac{K_1 \sin 2\theta_0 - M_s H_0 (\cos \psi \cdot \sin \theta_0 + \sin \psi \cdot \cos \theta_0)}{2K_1 \sin 2\theta_0 - 2M_s H_0 \cos \theta_0 \cdot \sin \psi}, \\ \theta_2^o &= \pi - \theta_1^o = \pi - \theta_0, \\ \theta_0 &= \text{Arc sin} \left(\frac{3M_s H_0 \sin \psi}{6K_1 + M_s^2} \right), \\ \varphi_1^o &= \varphi_2^o = \frac{\pi}{2}. \end{aligned} \quad (43)$$

Отметим, что полученные аналитические выражения не совпадают по форме с приведенными в [7], но, как показали дальнейшие численные исследования, конечные результаты идентичны.

Для применения методов численного интегрирования при решении системы дифференциальных уравнений (30–34) необходимо разрешить систему относительно производных по времени от переменных $q_i = \{\nu_0, \theta_1, \theta_2, \varphi_1, \varphi_2\}$. Вначале введем следующие обозначения:

$$\begin{aligned} b_1 &= -K_1 (\sin^2 \theta_1 - \sin^2 \theta_2) + M_s [(\sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2) (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) + \\ &+ (\cos \theta_1 - \cos \theta_2) H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3} M_s^2 (2\nu_0 - 1) [1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos (\varphi_1 - \varphi_2) - \\ &- \cos \theta_1 \cdot \cos \theta_2] + 2\pi (2\nu_0 - 1) M_s^2 (\sin^2 \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 + \sin^2 \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - \\ &- 2 \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2), \end{aligned} \quad (44)$$

$$\begin{aligned} b_2 &= -K_1 \nu_0 \sin 2\theta_1 + \nu_0 M_s [\cos \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \\ &- \sin \theta_1 \cdot H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3} M_s^2 \nu_0 (1 - \nu_0) [\cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \cos (\varphi_1 - \varphi_2) - \sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2] - \\ &- 4\pi \nu_0 (1 - \nu_0) M_s^2 \cos \theta_1 (\sin \theta_1 \cdot \sin^2 \varphi_1 - \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2), \end{aligned} \quad (45)$$

$$\begin{aligned}
b_3 = & -K_1(1-\nu_0)\sin 2\theta_2 + (1-\nu_0)M_s[\cos \theta_2 \cdot \sin \varphi_2(H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \\
& - \sin \theta_2 \cdot H_0 \cos \psi] - \frac{1}{3}M_s^2\nu_0(1-\nu_0)[\sin \theta_1 \cdot \cos \theta_2 \cdot \cos(\varphi_1 - \varphi_2) - \cos \theta_1 \cdot \sin \theta_2] - \\
& - 4\pi\nu_0(1-\nu_0)M_s^2 \cos \theta_2(\sin \theta_2 \cdot \sin^2 \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{46}$$

$$\begin{aligned}
b_4 = & \nu_0 M_s \sin \theta_1 \cos \varphi_1 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) + \frac{1}{3}M_s^2\nu_0 \times \\
& \times (1-\nu_0)\sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - 4\pi\nu_0(1-\nu_0)M_s^2 \cos \varphi_1 \times \\
& \times (\sin^2 \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 - \sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin \varphi_2),
\end{aligned} \tag{47}$$

$$\begin{aligned}
b_5 = & (1-\nu_0)M_s \sin \theta_2 \cos \varphi_2 \cdot (H_0 \cdot \sin \psi + h \cdot \cos \omega t) - \\
& - \frac{1}{3}M_s^2\nu_0(1-\nu_0)\sin \theta_1 \cdot \sin \theta_2 \cdot \sin(\varphi_1 - \varphi_2) - \\
& - 4\pi\nu_0(1-\nu_0)M_s^2 \cos \varphi_2(\sin^2 \theta_2 \cdot \sin \varphi_2 - \sin \theta_1 \cdot \sin \varphi_1 \cdot \sin \theta_2).
\end{aligned} \tag{48}$$

Используя обозначения (44–48), перепишем систему уравнений (30–34), разрешив ее относительно производных по времени и приведя к производным по времени первого порядка:

$$\dot{\nu}_o = a, \tag{49}$$

$$\dot{a} = \frac{1}{m_\gamma d} \left(b_1 + \frac{b_2}{\nu_o} \operatorname{ctg} \theta_1 - \frac{b_3}{1-\nu_o} \operatorname{ctg} \theta_2 \right), \tag{50}$$

$$\dot{\varphi}_1 = \frac{b_2 \cdot \gamma}{M_s \nu_o \sin \theta_1}, \tag{51}$$

$$\dot{\varphi}_2 = \frac{b_3 \cdot \gamma}{M_s (1-\nu_o) \sin \theta_2}, \tag{52}$$

$$\dot{\theta}_1 = \frac{\frac{M_s a}{\gamma} \cos \theta_1 - b_4}{\frac{M_s \nu_o}{\gamma} \sin \theta_1}, \tag{53}$$

$$\dot{\theta}_2 = \frac{-\frac{M_s a}{\gamma} \cos \theta_2 - b_5}{\frac{M_s (1-\nu_o)}{\gamma} \sin \theta_2}. \tag{54}$$

Для упрощения расчетов осуществим переход к безразмерному времени по следующим формулам:

$$\tau = t \cdot \omega_0, \quad dt = \frac{d\tau}{\omega_0}. \tag{55}$$

После преобразования (49–54) имеем

$$\dot{\nu}_0 = \frac{1}{\omega_0} \cdot a, \quad (56)$$

$$\dot{a} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{1}{m_\gamma d} \left(b_1 + \frac{b_2}{\nu_0} \operatorname{ctg} \theta_1 - \frac{b_3}{1-\nu_0} \operatorname{ctg} \theta_2 \right), \quad (57)$$

$$\dot{\phi}_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{b_2 \cdot \gamma}{M_s \nu_0 \sin \theta_1}, \quad (58)$$

$$\dot{\phi}_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{b_3 \cdot \gamma}{M_s (1-\nu_0) \sin \theta_2}, \quad (59)$$

$$\dot{\theta}_1 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(\frac{\frac{M_s a}{\gamma} \cos \theta_1 - b_4}{\frac{M_s \nu_0}{\gamma} \sin \theta_1} \right), \quad (60)$$

$$\dot{\theta}_2 = \frac{1}{\omega_0} \cdot \left(\frac{-\frac{M_s a}{\gamma} \cos \theta_2 - b_5}{\frac{M_s (1-\nu_0)}{\gamma} \sin \theta_2} \right). \quad (61)$$

Величина ω_0 подбиралась таким образом, чтобы правые части бóльшего числа уравнений системы (57–61) имели значение порядка единицы. Это позволяет улучшить сходимость алгоритма численного интегрирования и уменьшить время расчета.

Ниже представлены зависимости относительного объема доменов и меридиональных углов от величины постоянного внешнего поля H_0 при различных его направлениях.

Для получения численного значения параметров стационарного режима подставим в (43) числовые значения из [2]

$$M_s = 140 \text{ Гс}, K_1 = 5600 \text{ ЭГс}, H_A = 2K_1/M_s = 80 \text{ Э}. \quad (62)$$

При заданном значении угла ψ определим величину поля H_s , при котором исчезает доменная структура. Согласно [7] оно равно

$$H_s = \left\{ \frac{\sin^2 \psi}{(H_A + N_y M_s)^2} + \frac{\cos^2 \psi}{(N_z M_s)^2} \right\}^{-1/2}. \quad (63)$$

Значения размагничивающих факторов берутся из (20).

Отметим, что согласно [4–5] и полученным соотношениям, величина угла ψ должна быть отлична от нуля.

На рис. 3 приведены графики зависимостей $\nu_0(H_0/H_s)$ при различных значениях угла ψ , построенные с использованием компьютерной САПР.

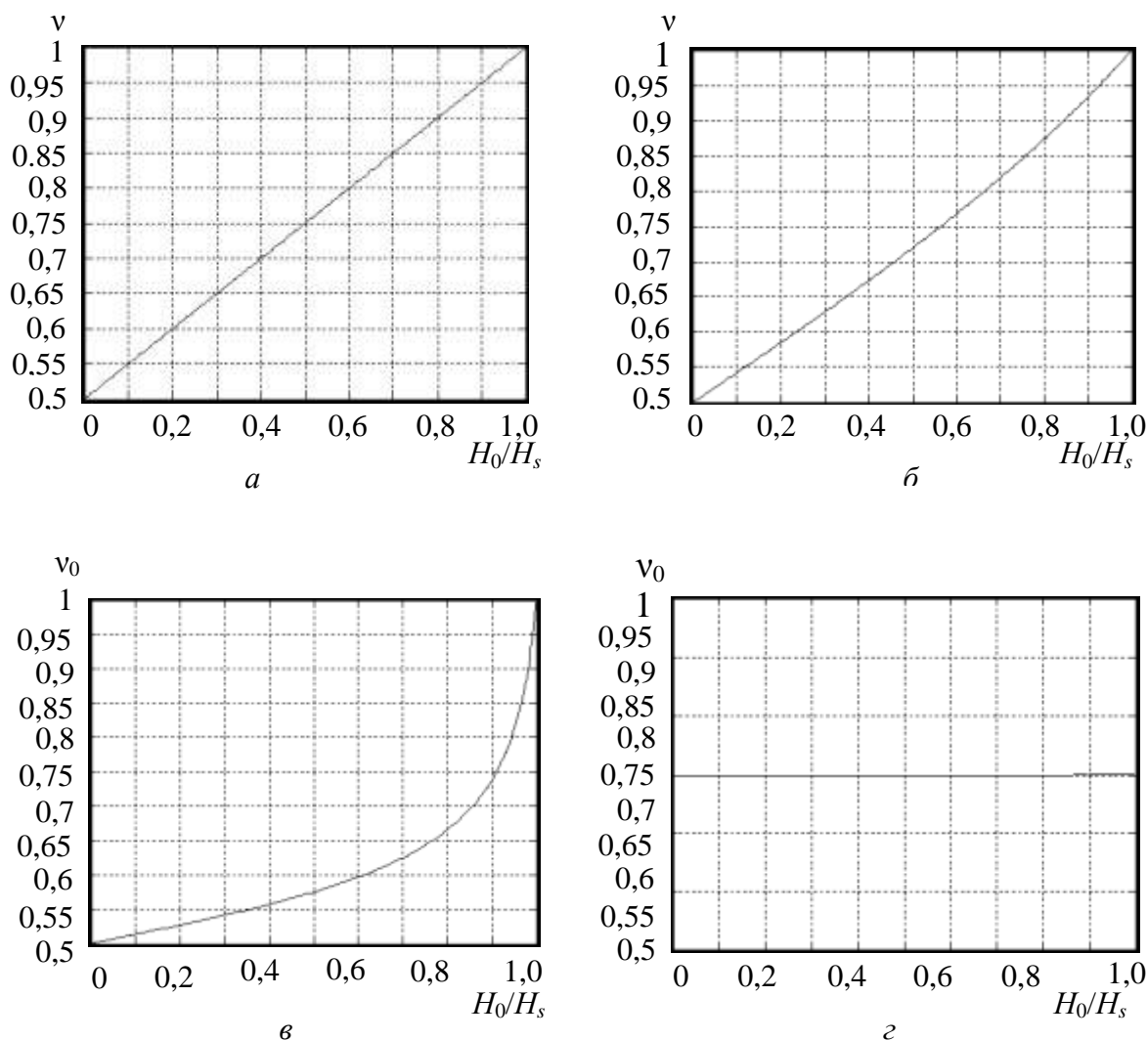


Рис. 3. Зависимость $v_0(H_0/H_s)$ для стационарного режима при: $a - \psi = 10^{-15}$, $H_s = 46,67$ Э; $б - \psi = \pi/3$, $H_s = 78,68$ Э; $в - \psi = \pi/2 - 0,1$, $H_s = 122,83$ Э; $г - \psi = \pi/2$

Для $\psi = \pi/2$ формула (63) дает значение $H_s = 126,67$ Э, на основании чего можно сделать вывод, что при значениях $\psi \approx \pi/2$ данная формула несправедлива. Режим $H_0 = H_s$ приводит к исчезновению собственных колебаний. Подобная картина наблюдается и при значениях угла $0 < \psi < \pi/2$, когда увеличение внешнего магнитного поля приводит к исчезновению доменной структуры.

Из зависимостей, приведенных на рис. 3, следует, что с ростом величины угла ψ зависимость $v_0(H_0 / H_s)$ приобретает существенно нелинейный характер.

На рис. 4 приведены зависимости θ_0 / ψ от H_0 / H_s при различных значениях угла ψ .

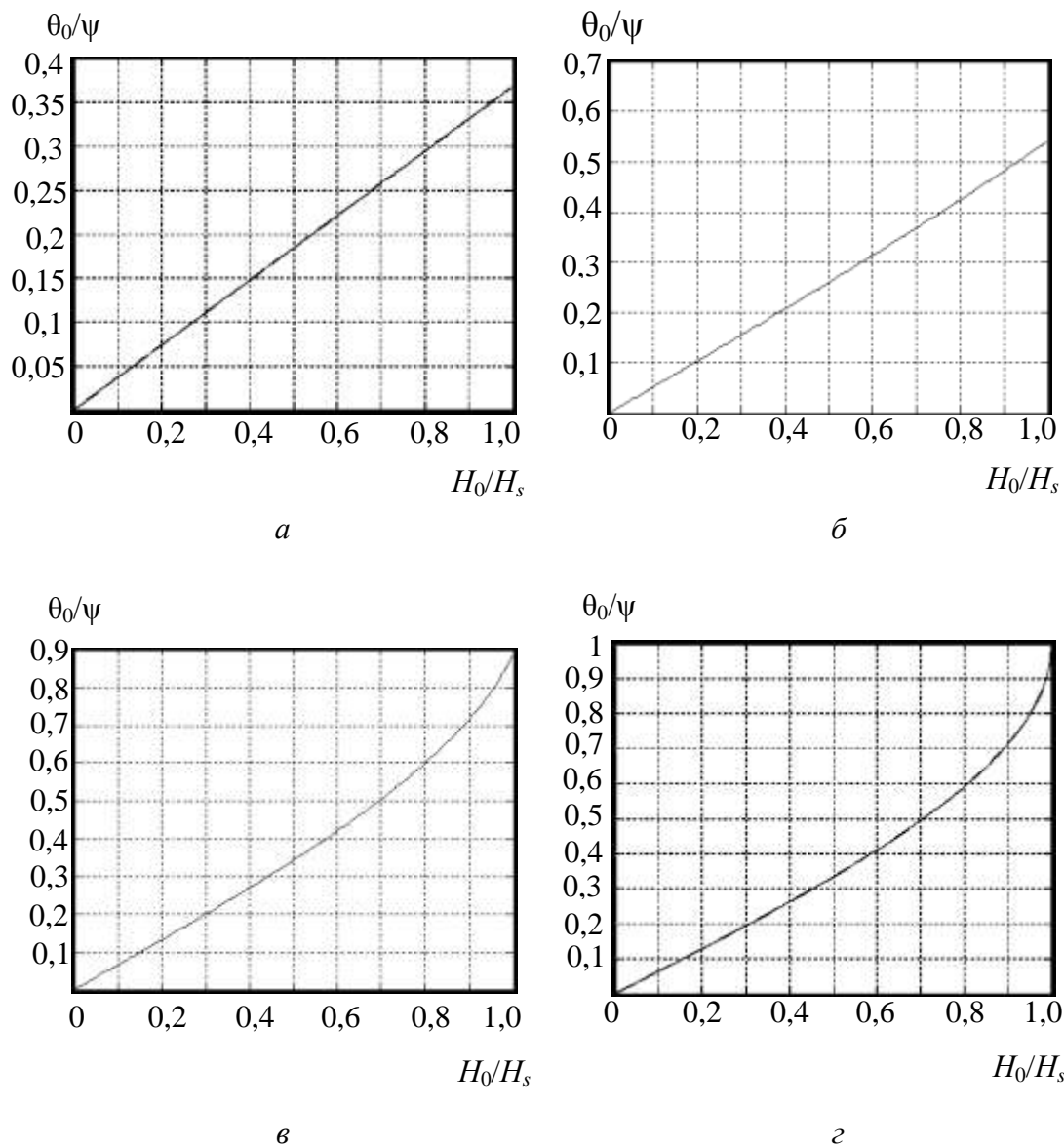


Рис. 4. Зависимость θ_0/ψ от H_0/H_s для стационарного режима при: $a - \psi = 10^{-5}$, $H_s = 46,67$ Э; $б - \psi = \pi/3$, $H_s = 78,68$ Э; $в - \psi = \pi/2 - 0,1$, $H_s = 122,83$ Э; $г - \psi = \pi/2$

Эффективность взаимодействия внешнего поля с намагниченностью в доменах зависит от минимума угла между направлением внешнего поля и направлением намагниченности. В этом случае эффективность взаимодействия растет с ростом угла ψ (рис. 4).

Исследование динамического режима

Исследовались зависимости собственных частот от величины постоянного внешнего поля H_0 при различных его направлениях, проводилось сравнение с данными, приведенными в [7].

Для численного интегрирования системы (56–61) использовался метод Рунге–Кутты и его реализация в САПР для систем умеренной жесткости (*moderately stiff*), основанная на методе Рунге–Кутты *ode23t* порядка 2/3 с переменным шагом [8].

Как показали расчеты, использование метода *ode23*, предназначенного для решения нежестких (*non-stiff*) систем дифференциальных уравнений [8], хотя и дает выигрыш по времени примерно в полтора раза, но приводит к менее точному результату. В частности, уровень одной из собственных частот становится столь малым, что ее сложно идентифицировать при спектральном анализе временной последовательности той же длительности, что и при применении метода *ode23t*. В различных режимах системы и при различных интервалах времени анализа расчет модели занимал от 2 до 7 минут на компьютере класса Athlon XP 2500+ (реальная тактовая частота – 1833 МГц, объем КЭШа – 512 кБ), 256 Мб оперативной памяти (DDR 2700).

Решение системы (56–61) представляется в виде временных зависимостей для следующих переменных: $v_o, dv_o/dt, \varphi_1, \varphi_2, \theta_1, \theta_2$. Критерием сходимости является значение погрешности вычисления функции $y(i)$ на i -м шаге, которое определяется по формуле

$$|\varepsilon(i)| \leq \max(\text{RelTol} \cdot |y(i)|, \text{AbsTol}(i)), \quad (64)$$

где *RelTol* – относительная погрешность (по умолчанию 10^{-3}); *AbsTol* – абсолютная погрешность (по умолчанию 10^{-6}). В ходе расчетов значения по умолчанию *RelTol* и *AbsTol* не изменялись.

С учетом исходного времени, согласно [8], определяются параметры спектра:

- верхняя граница диапазона частот, равная частоте дискретизации $f_{\text{верхн}} = 1/T$, где T – интервал времени между отсчетами;
- разрешение по частоте $r = 1/T$.

Поскольку одной из особенностей спектрального анализа дискретного по времени сигнала является наличие частоты Найквиста (Nyquist) [8], равной половине частоты дискретизации (относительно нее происходит зеркальное отражение сигнала), то на всех спектрах в данной работе приведена лишь нижняя (по частоте) половина.

При численном моделировании использовались значения параметров (62) и следующие значения из [5]:

$$\begin{aligned} \gamma &= 1,76086 \cdot 10^7 \text{ Гц}/(\text{А}/\text{м}), \\ d &= 10^{-4} \text{ см}, \\ h &= 0,01 \cdot H_0 \text{ А}/\text{м}. \end{aligned}$$

Частота СВЧ-поля h была выбрана равной 750 МГц.

Начальное значение скорости движения доменной стенки a , нормированной на объем феррита V , было взято равным 1. Как показали дальнейшие вычисления, этот параметр уже после первого шага Рунге–Кутты приближался к 1, и система в целом оказалась устойчивой относительно этого начального условия.

Значение поверхностной плотности эффективной массы доменной стенки, согласно [5], $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-10}$ г/см². Однако возможны и другие значения этого параметра.

Как отмечалось ранее [7], и при выводе выражений для $T_{\bar{M}_{1,2}}$ (12–14), пренебрегли затуханием. Вследствие этого время переходных процессов в анализируемой системе равно бесконечности и ее нельзя назвать в полной мере динамической.

Пренебрежение затуханием приводит к тому, что в полученном решении для системы дифференциальных уравнений (56–61) собственные частоты присутствуют при анализе любого интервала времени. Это позволяет оценить их величину напрямую, а не по резонансу. В то же время мы не имеем возможности оценить энергетический уровень различных частотных составляющих.

Согласно [7] в решении присутствуют три частотных составляющих: две высокочастотных ω^+ , ω^- и относительно низкочастотное колебание доменной стенки ω_γ .

Как следует из [5], в феррите возбуждаются высокочастотные колебания:

- ω^+ – составляющая переменного поля h , перпендикулярная постоянному полю H_0 , которая при любых значениях поля H_0 не обращается в нуль;
- ω^- – составляющая переменного поля, параллельная постоянному полю.

На рис. 5 приведен спектр (P , дБ) величины dv_0/dt . Составляющая f_x соответствует частоте внешнего СВЧ-воздействия.

Параметры БПФ (быстрое преобразование Фурье): число отсчетов $N = 8192$, частота дискретизации $f_{\text{верхн}} = 5147,19$ МГц, разрешение по частоте $r = 1,26$ МГц.

В [7] при рассмотрении аналитического решения для линеаризованного уравнения Эйлера приводятся выражения для собственных частот в частном случае слабой связи для $\psi = \pi/2$.

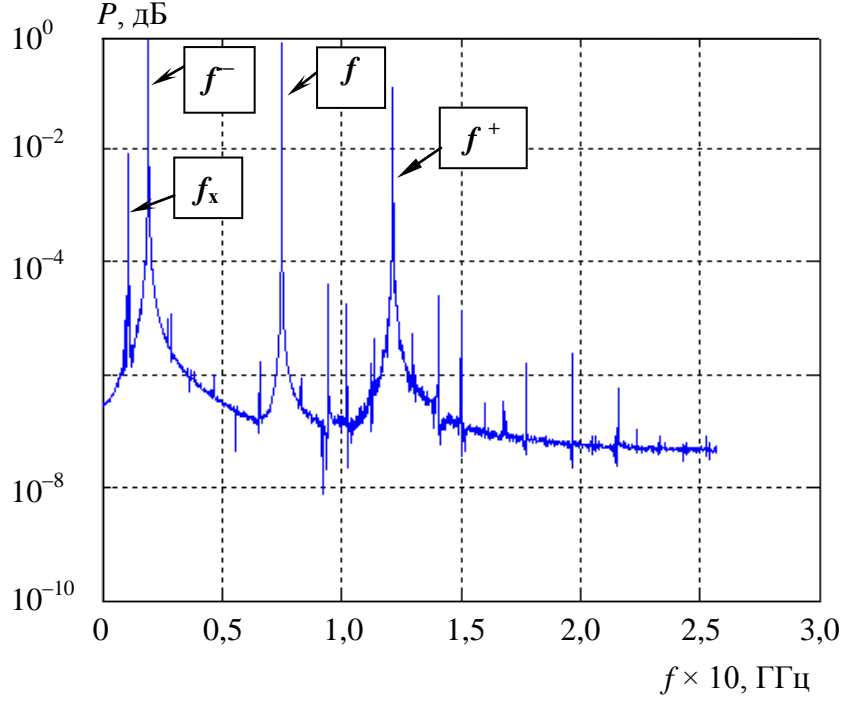


Рис. 5. Спектр dv_0/dt при $H_0 = 105$ Э, $\psi = \pi/2 - 0,1$. Время анализа $\tau = 1591,55$ нс

Используя обозначения

$$A = M_s [(H_A + N_\gamma M_s) \cos^2 \theta_o + N_z M_s \sin^2 \theta_o],$$

$$B = M_s (H_A + N_y M_s) \cos^2 \theta_o,$$

$$C = M_s (H_A + N_x M_s) \sin^2 \theta_o,$$

$$D = M_s H_A \sin^2 \theta_o,$$

$$E = M_s^2 (1 - 2\nu_o) (N_\gamma - N_y) \cos^2 \theta_o,$$

$$g_{\theta\phi} = \frac{1}{4} M_s \sin 2\theta_o,$$

$$g_{\theta\nu} = M_s^2 N_z \sin 2\theta_o,$$

$$g_{\nu\nu} = 4M_s^2 N_z \cos^2 \theta_o,$$

$$\omega_1^* = \sqrt{C[A - (1 - 2\nu_o)E]},$$

$$\omega_2^* = \sqrt{D[B + (1 - 2\nu_o)E] - (1 - 2\nu_o)^2 g_{\theta\phi}^2},$$

$$\lambda^4 = 4\nu_o(1 - \nu_o)C\{DE^2 + [B - (1 - 2\nu_o)E]g_{\theta\phi}^2\},$$

$$\Lambda^4 = \left(\frac{M_s \sin \theta_o}{\gamma}\right)^2 C \frac{g_{\theta\nu}^2}{m_\gamma d},$$

$$\omega_\pm^* = \sqrt{\frac{(\omega_1^*)^2 + (\omega_2^*)^2}{2} \pm \frac{1}{2} \sqrt{[(\omega_1^*)^2 - (\omega_2^*)^2]^2 + 4\lambda^4}}, \quad (65)$$

$$\omega_\gamma^* = \frac{M_s \sin \theta_o}{\gamma} \sqrt{\frac{g_{\nu\nu}}{m_\gamma d}},$$

определим собственные частоты феррита

$$\omega^+ \approx \frac{\gamma}{M_s \sin \theta_o} \sqrt{(\omega_+^*)^2 + \frac{\Lambda^4}{(\omega_+^*)^2 - (\omega_\gamma^*)^2}}, \quad (66)$$

$$\omega^- \approx \frac{\omega_-^* \gamma}{M_s \sin \theta_o}, \quad (67)$$

$$\omega_\gamma \approx \frac{\gamma}{M_s \sin \theta_o} \sqrt{(\omega_\gamma^*)^2 + \frac{\Lambda^4}{(\omega_+^*)^2 - (\omega_\gamma^*)^2}}. \quad (68)$$

Для случая независимых собственных частот имеем

$$\omega_o^+ = \frac{\omega_+^* \gamma}{M_s \sin \theta_o}, \quad (69)$$

$$\omega_o^- = \frac{\omega_-^* \gamma}{M_s \sin \theta_o}, \quad (70)$$

$$\omega_{\gamma o} = \frac{\omega_\gamma^* \gamma}{M_s \sin \theta_o}. \quad (71)$$

Собственная частота колебания доменной стенки, совпадающая с рассчитанной по (71), через параметры стенки и доменов будет определяться выражением

$$\omega_\gamma^* = 2M_s \sqrt{\frac{N_z}{m_\gamma d}} \sin \theta_o. \quad (72)$$

На рис. 6 приведены зависимости нормированных собственных частот $\omega^\pm / \omega_{\dot{\lambda}}, \omega_\gamma / \omega_{\dot{\lambda}}, \omega_{\dot{\lambda}} = \gamma \cdot \dot{I}_{\dot{\lambda}}$ от величины постоянного поля H_0 / H_s , приложенного под различными углами ψ .

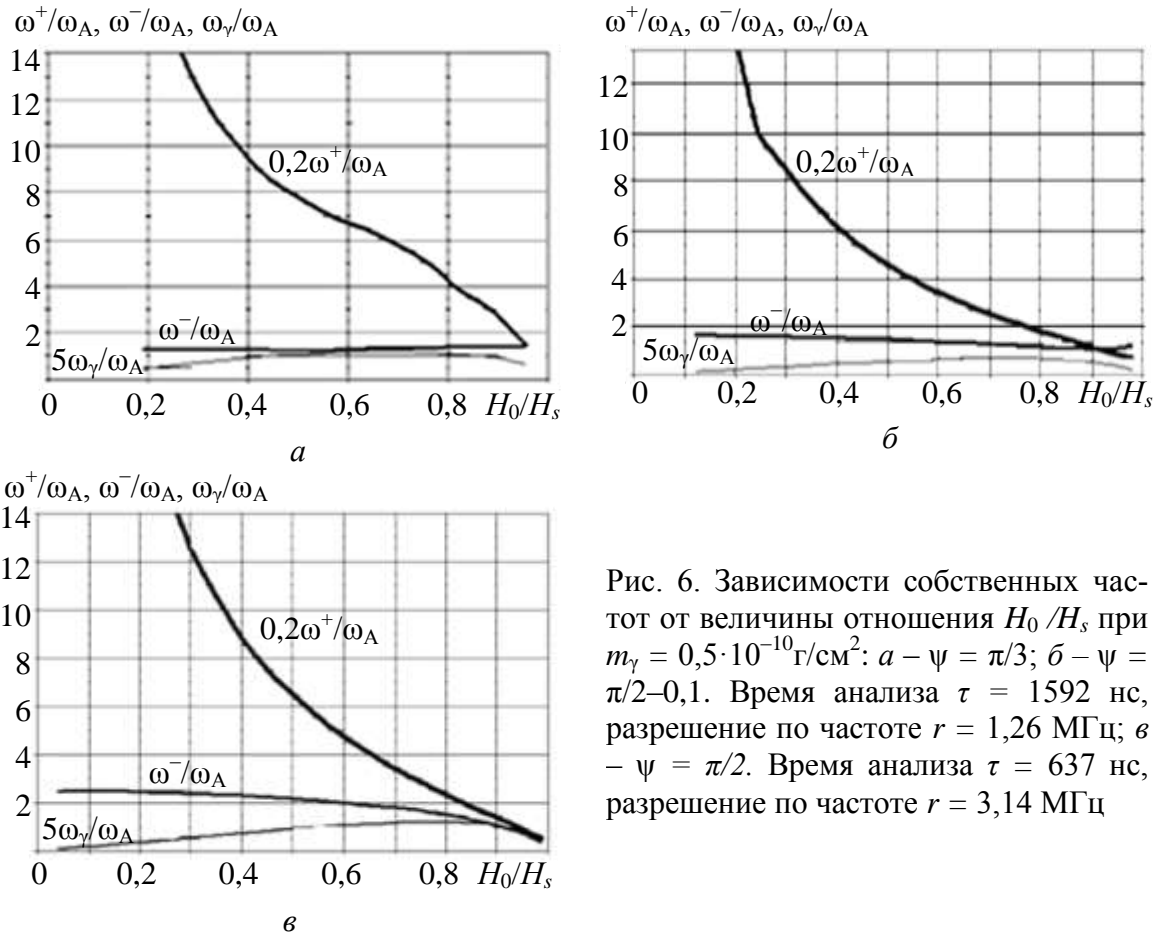


Рис. 6. Зависимости собственных частот от величины отношения H_0/H_s при $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-10} \text{ г/см}^2$: $a - \psi = \pi/3$; $b - \psi = \pi/2 - 0,1$. Время анализа $\tau = 1592 \text{ нс}$, разрешение по частоте $r = 1,26 \text{ МГц}$; $v - \psi = \pi/2$. Время анализа $\tau = 637 \text{ нс}$, разрешение по частоте $r = 3,14 \text{ МГц}$

Собственные частоты нормировались на частоту

$$\omega_A = \gamma \cdot H_A = 2\pi \cdot 224,2 \cdot 10^6 \text{ рад/с},$$

по аналогии с собственной частотой (частотой ФМР) для однодоменного случая. По оси абсцисс откладывалась величина поля H_0 , нормированная на H_s . Здесь и далее под временем анализа подразумевается временной интервал, на котором производилось интегрирование уравнений системы (56–61).

Следует отметить, что решение указанной системы расходится при $H_0 \rightarrow 0$ и $H_0 \rightarrow H_s$, поэтому для этих значений H_0 зависимости не приводятся.

Из приведенных данных следует, что с увеличением угла ψ растет частота колебаний доменной стенки ω_γ и характер зависимости для ω^- меняется с возрастающего на убывающий. Зависимость для ω^+ во всех случаях имеет убывающий характер, и с ростом угла ψ ее абсолютные значения уменьшаются.

При значении поверхностной плотности эффективной массы $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-10} \text{ г/см}^2$ метод расчета не сходится для углов $\psi < \pi/3$, а значение собственной частоты ω^+ становится чрезвычайно большим (более 10 ГГц).

На рис. 7 приведены зависимости нормированных собственных частот $\omega^\pm/\omega_A, \omega_\gamma/\omega_A$ от величины отношения H_0/H_s при различных ψ .

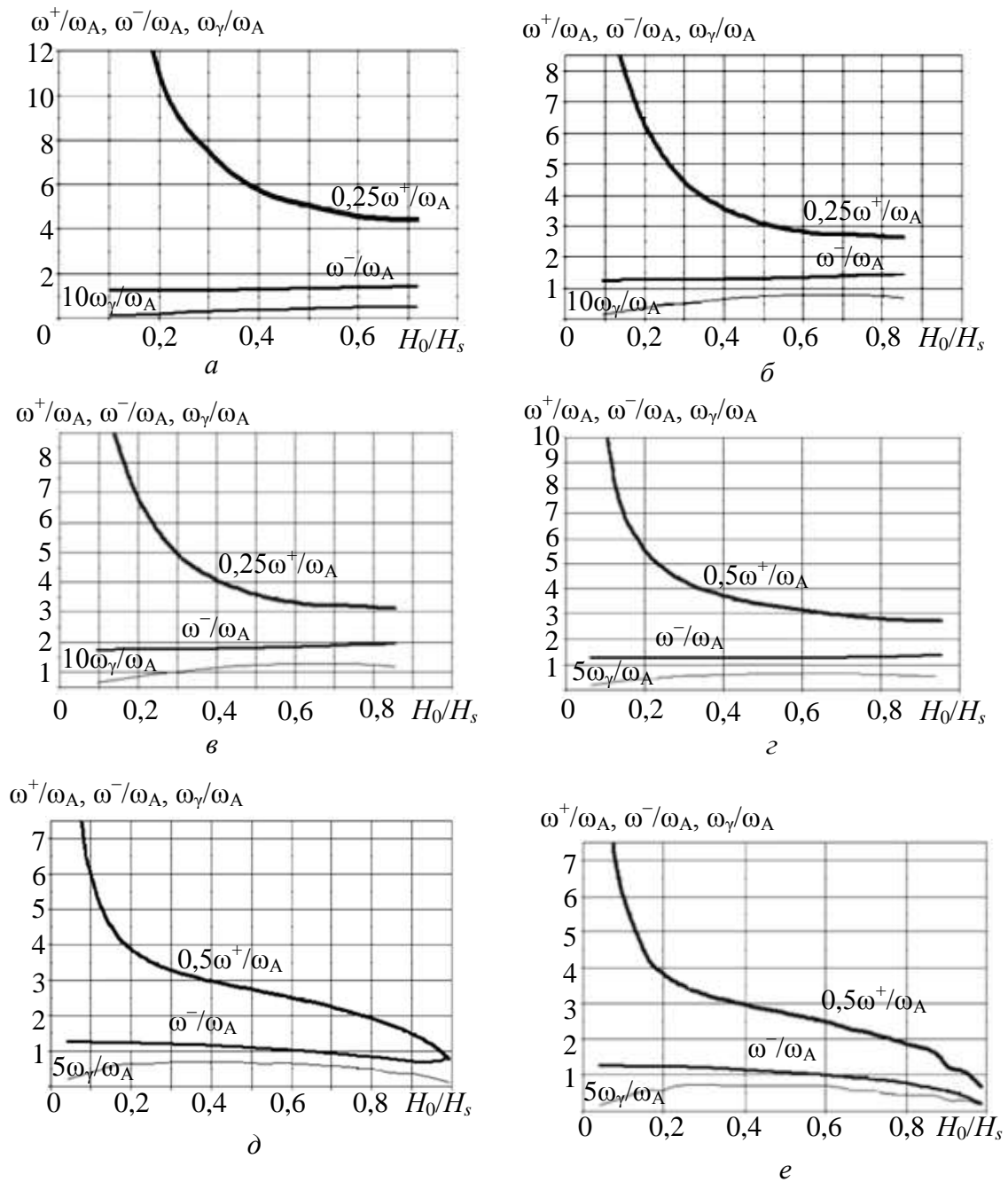


Рис. 7. Зависимости собственных частот от величины отношения H_0/H_s при $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-8}$ г/см²: а – $\psi = \pi/10$; б – $\psi = \pi/6$; в – $\psi = \pi/4$; з – $\psi = \pi/3$. Время анализа $\tau = 1592$ нс, разрешение по частоте $r = 1,26$ МГц; д – $\psi = \pi/2 - 0,1$. Время анализа $\tau = 3183$ нс, разрешение по частоте $r = 0,63$ МГц; е – $\psi = \pi/2$. Время анализа $\tau = 318$ нс, разрешение по частоте $r = 6,28$ МГц

Характер зависимостей для ω^+ , ω^- и ω_γ изменился по сравнению с зависимостями для $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-10}$ г/см². Уменьшились абсолютные значения ω^+ и ω_γ . Для частоты ω^- с ростом величины поля H_0 характер зависимости изменился с возрастающего на убывающий при значениях $\psi \approx \pi/2$.

На рис. 8 приведены собственные частоты, полученные по расчетам нашей модели, и собственные частоты, полученные по формулам (66–69) [7].

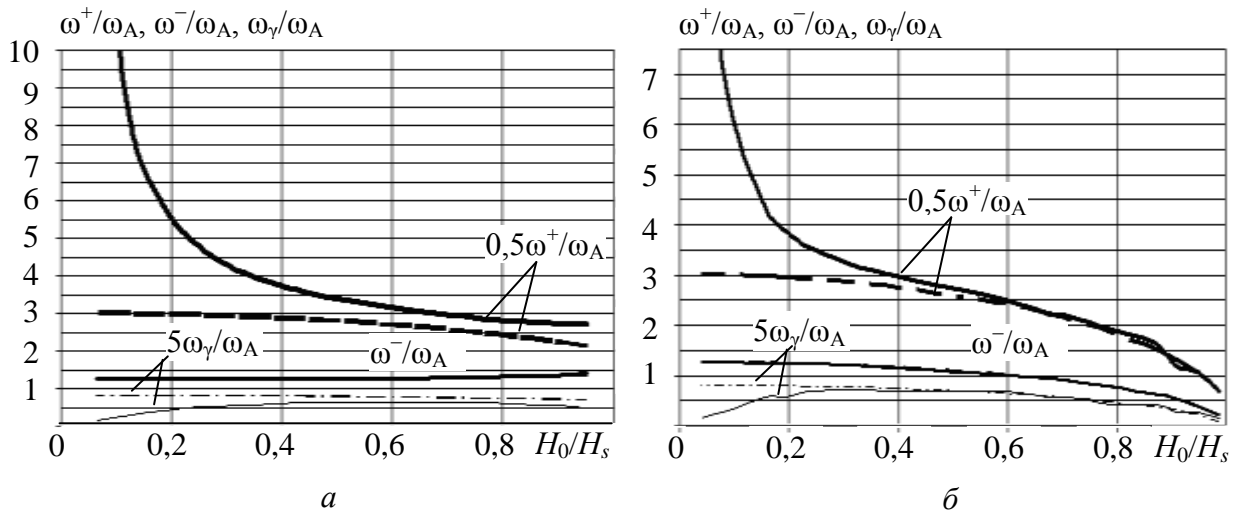


Рис. 8. Зависимость собственных частот от величины отношения H_0/H_s при $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-8}$ г/см²: а – $\psi = \pi/3$; б – $\psi = \pi/2$

Результаты сравнения показывают, что лучшее совпадение наблюдается для значений $\psi \approx \pi/2$ и $H_0/H_s \approx 1$, и приближение слабой связи является допустимым; лучшее совпадение наблюдается для собственной частоты ω^- , и предположение о ее независимости от двух других собственных частот является допустимым.

Из графика (см. рис. 8, а), следует, что характер зависимости для собственной частоты ω_γ , сходный с зависимостями для других углов, не пропадает при $0 \leq \psi \leq \pi/2$, и предположение об ослаблении связи [7] не оправдывается. Аналогичный вывод можно сделать и для частоты ω^+ , значение которой расходится с рассчитанным по формуле (66), еще сильнее при уменьшении угла ψ .

Расчеты по формулам (66–68) в приближении слабой связи и по формулам (69–71) для независимых частот дают близкие результаты (различие менее 1 МГц), и связь между собственными частотами оказывается сильнее, чем предполагалось в [7]; расхождение увеличивается при уменьшении угла ψ ; наиболее сильное расхождение наблюдается при значениях отношения $H_0/H_s < 0,4$.

Последнее обстоятельство можно объяснить тем, что при слабом внешнем постоянном магнитном поле H_0 относительные объемы обоих доменов стремятся к значению 0,5. Наиболее наглядно это проявляется при $\psi = \pi/2 - 0,1$ (рис. 9).

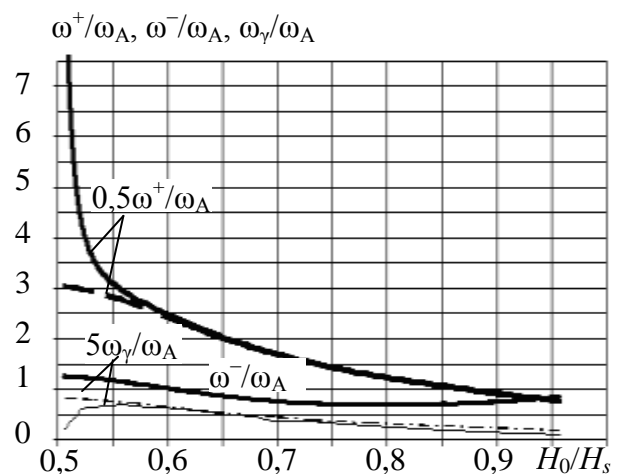


Рис. 9. Зависимость собственных частот от относительного объема домена v_0 при $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-8}$ г/см², $\psi = \pi/2 - 0,1$

В рамках разработанной модели можно более наглядно показать зависимость между собственными частотами. Используя различные значения m_γ , исследуем зависимость ω^\pm и ω^* от значений частот «свободных» колебаний доменной стенки $\omega_{\gamma 0}$, рассчитанных по (71) или (72). Результаты представлены на рис. 10, а, б. На рис. 10, б приведена зависимость для $\omega_\gamma / \omega_{\gamma 1}$, рассчитанная по (68) для случая слабой связи. Величина постоянного магнитного поля H_0 в первом случае (рис. 10) выбиралась таким образом, чтобы продемонстрировать наиболее характерную зависимость, а во втором (рис. 10) – чтобы удовлетворить условиям слабой связи, использованным в [7].

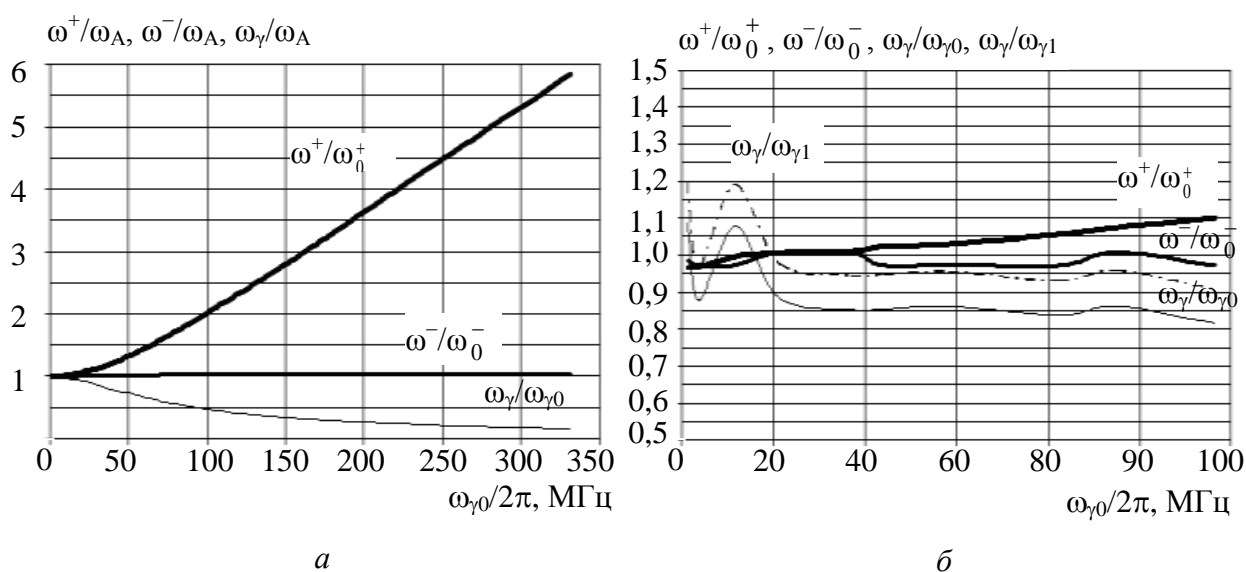


Рис. 10. Зависимость собственных частот от частоты «свободных» колебаний доменной стенки $\omega_{\gamma 0}$ при: а – $\psi = \pi/3$, $H_0 = 60$ Э; б – $\psi = \pi/2$, $H_0 = 120$ Э. Время анализа $\tau = 1592$ нс, разрешение по частоте $r = 1,26$ МГц

Из приведенных зависимостей следует, что если удовлетворяются условия слабой связи [7] в вырожденном случае $\psi = \pi/2$, что имеется расхождение между данными динамической модели и расчетами на основе линеаризованной системы. При этом расхождение в абсолютных величинах составляет от 1,5 до 15 МГц, что выше разрешения по частоте $r = 1,26$ МГц. Для других значений угла ψ расхождение составляет довольно значительную величину, особенно для частоты ω^+ , и связью между частотами пренебрегать нельзя.

Заключение

Получена система нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих двухдоменную модель ЖИГ сферы и проведен ее анализ в САПР.

Для статического случая (величина внешнего СВЧ-поля $h = 0$ А/м)

исследовались зависимости равновесных величин относительных объемов наибольшего домена v_0 и меридиональных углов θ_0 вектора намагниченности \overline{M}_i от величины и направления постоянного магнитного поля \overline{H}_0 .

Обнаружено, что при значениях угла $\psi < \pi/4$ зависимость относительного объема v_0 близка к линейной, при $\psi \approx \pi/2$ – приобретает существенно нелинейный характер. Для вырожденного случая $\psi = \pi/2$ относительный объем обоих доменов равен 0,5 и не зависит от величины внешнего постоянного поля.

Зависимость меридионального угла θ_0 при $\psi < \pi/4$ почти линейная, а для $\psi \approx \pi/2$ – становится слабо нелинейной. С ростом угла ψ растет эффективность взаимодействия постоянного внешнего поля с намагниченностью в доменах, а для вырожденного случая $\psi = \pi/2$ отношение $\theta_0/\psi = 1$ при $H_0 = H_s$.

В рамках динамической модели исследовалась связь между тремя собственными частотами ω^+ , ω^- и ω_γ при различных величинах и направлениях внешнего постоянного магнитного поля H_0 в присутствии малого СВЧ-поля h (при $h = 0$ А/м возбуждения собственных частот не происходит).

Результаты численного моделирования сравнивались с результатами расчетов, проведенных в [7] для частных случаев:

- слабой связи при $\psi = \pi/2$;
- независимых колебаний.

Исследования проводились для двух значений параметра m_γ – поверхностной плотности эффективной массы доменной стенки: $0,5 \cdot 10^{-10}$ г/см² [5] и $0,5 \cdot 10^{-8}$ г/см². Собственные частоты составили:

- $f^+ = \omega^+/2\pi$ – от 1300 до 10000 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 300 до 10000 МГц), $f^- = \omega^-/2\pi$ – от 280 до 340 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 50 до 280 МГц) и $f_\gamma = \omega_\gamma/2\pi$ от 20 до 120 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 15 до 130 МГц);
- $f^+ = \omega^+/2\pi$ – от 1000 до 6500 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 300 до 3000 МГц), $f^- = \omega^-/2\pi$ – от 280 до 350 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 50 до 280 МГц) и $f_\gamma = \omega_\gamma/2\pi$ от 10 до 30 МГц (для $\psi = \pi/2$ – от 5 до 30 МГц).

Сравнивая абсолютные значения для колебаний доменной стенки с приведенными в [5] экспериментальными значениями для ЖИГ резонатора – 25–45 МГц, можно сделать вывод о том, что данные модели совпадают с ними по порядку величины. Кроме того, результаты моделирования при использовании значения параметра $m_\gamma = 0,5 \cdot 10^{-8}$ г/см² приближают полученные данные к экспериментальным.

На основании данных численного моделирования можно сделать следующие выводы:

- с ростом величины постоянного магнитного поля H_0 и угла ψ собственная частота ω^+ уменьшается;
- с ростом величины постоянного магнитного поля H_0 собственная частота ω^- незначительно увеличивается, при значениях $\psi \approx \pi/2$ – уменьшается;

- зависимость собственной частоты ω_γ от величины постоянного магнитного поля H_0 носит сложный характер. С ростом угла ψ ее абсолютные значения увеличиваются;
- частота ω^- практически не зависит от остальных частот и для ее расчета возможно применять приближение независимых частот;
- с ростом собственной частоты колебаний доменной стенки зависимость между частотами увеличивается;
- частота ω^+ увеличивается по отношению к соответствующей собственной частоте в случае независимого приближения, а частота ω_γ – уменьшается;
- приближение слабой связи между частотами можно применять при значениях $\psi = \pi/2$ и $H_0 \rightarrow H_s$.

В остальных случаях связь между собственными частотами двухдоменной модели ЖИГ-сферы сильная и должна учитываться при расчетах. Характер зависимости совпадает с [7]. Дальнейшее развитие модели требует учета затухания, что и приведет к увеличению вычислительных мощностей на один–два порядка.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов.
2. Лакс Б., Батон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферритмагнетики. М. : Мир, 1965.
3. Богданов Г. Б. Основы теории и применения ферритов в технике измерений и контроля. М. : Советское радио, 1967.
4. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М.: Наука, 1973.
5. Гуревич А. Г., Мелков Г. А. Магнитные колебания и волны. М. : Наука, 1994.
6. Ландау Л. Д. Собрание трудов / Под ред. Е. М. Лифшица. М. : Наука, 1969. Т. 1.
7. Власов К. Б., Оноприенко Л. Г. Резонансные явления в магнитоодноосных монокристаллах ферродиэлектриков, обладающих доменной структурой // Физика металлов и металловедение. 1963. Т. 15, № 1.
8. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / Пер. с англ. М. : Мир, 1990.

РАЗРАБОТКА МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ СВЯЗИ ДЛЯ СИГНАЛОВ НА НИЗКОМ И ВЫСОКОМ УРОВНЯХ МОЩНОСТИ

А. Л. Хвалин, А. В. Васильев

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

Представлены топологии микрополосковых магнитоэлектронных элементов связи в диапазоне частот до 18 ГГц, предназначенных для включения ферритового резонатора в микрополосковую линию передачи на высоком (до 2 Вт) и низком (до 100 мВт) уровнях мощности.

Ключевые слова: магнитоуправляемое устройство, ферритовый резонатор, ферромагнитный резонанс, коэффициент передачи, эквивалентная схема.

Development of Magneto-electronic Connection Elements for the Signals on the Low and High Power Levels

A. L. Khvalin, A. V. Vasilyev

There are presented the topologies of microstrip magneto-electronic connection elements for the frequency band up to 18 GHz, to include ferrite resonator into microstrip transmission line on the high (up to 2 Wt) and low (up to 100 mWt) power levels.

Key words: magnetically controlled device, ferrite resonator, ferromagnetic resonance, transmission coefficient, equivalent circuit.

Магнитоэлектронными элементами связи называются устройства, обеспечивающие включение ферритового микрорезонатора в СВЧ-тракт. При применяются сферического ферритового микрорезонатора чаще всего используются короткозамкнутые петлеобразные проводники. Сферический микрорезонатор размещается в пучности магнитной составляющей электромагнитного СВЧ-поля этих проводников (рис. 1). Весь элемент связи помещается во внешнее постоянное магнитное поле, создаваемое постоянным магнитом или электромагнитом. Передаточная частотная характеристика элемента связи имеет резонансный вид. Максимум передаточной характеристики равен или близок (в пределах нескольких мегагерц) к частоте ферромагнитного резонанса, возникающего в ферритовом микрорезонаторе под действием внешнего магнитного поля. Величина внешнего магнитного поля устанавливает частоту ферромагнитного резонанса [1, 2].

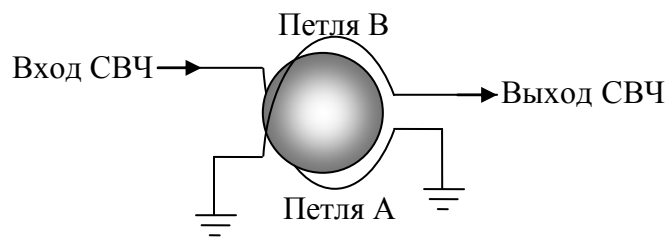


Рис. 1. Сферический микрорезонатор в скрещенных витках связи

Однако использование петлеобразных проводников затрудняет процесс изготовления элементов связи в плане повторяемости. Для повторяемости изготовление планарных элементов связи, использующих только микрополосковые линии, существенно проще. Даже, несмотря на то, что планарные элементы связи имеют большие потери в сравнении с петлевыми, всё же в некоторых случаях их использование оправдано. В связи с этим была разработана и изготовлена серия элементов связи для использования в составе магнитоэлектронных транзисторов (МЭТ) на высоком (до 2 Вт) и низком (до 100 мВт) уровнях мощности. Все элементы связи изготовлены на подложке из арсенида галлия толщиной 100 мк, и их поперечные размеры не превышают 2 мм² для маломощных и 3 мм² для мощных элементов связи.

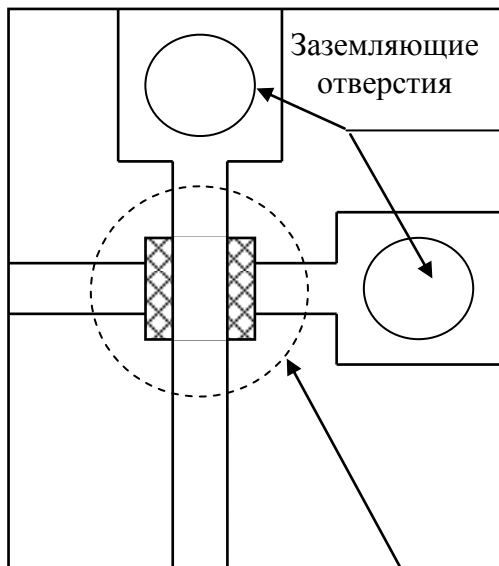
Маломощные элементы связи

В элементах связи (рис. 2–5) заземляющие отверстия предусмотрены непосредственно на пластине из арсенида галлия. На рис. 2 и 3 представлены элементы связи на скрещенных микрополосковых линиях (МПЛ), изолированных друг от друга тонким диэлектрическим слоем. Элемент связи (рис. 3) отличается от элемента связи (рис. 2) сужением микрополосковых линий в области расположения ферритового микрорезонатора. За счет такой топологии в линии передачи возрастает волновое сопротивление, что позволяет получить:

- увеличение полей рассеяния микрополосковой линии, которое повышает эффективность взаимодействия феррита с линией передачи;
- уменьшение рассогласования элемента связи в режиме ферромагнитного резонанса.

Элементы связи (см. рис. 2, 3) эффективно работают в диапазоне частот от 0,7 до 5 ГГц.

На рис. 4, 5 представлены конструкции элементов связи, предназначенные для работы на низких частотах (до 1 ГГц, рис. 4) и на высоких частотах (до 18 ГГц, рис. 5).



Ферритовый микрорезонатор

Рис. 2. МЭЭС на несвязанных несимметричных закороченных МПЛ

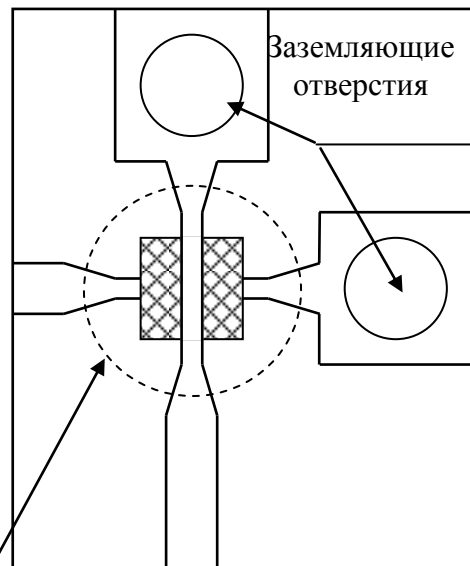


Рис. 3. МЭЭС на несвязанных несимметричных закороченных МПЛ с повышенным волновым сопротивлением

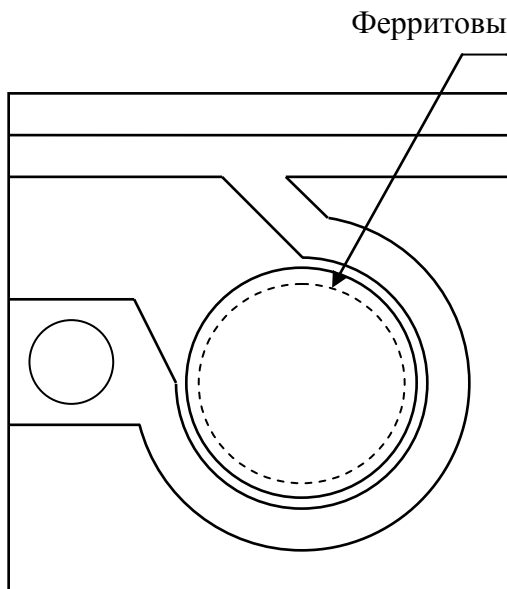


Рис. 4. МЭЭС на направленном МПЛ делителе мощности

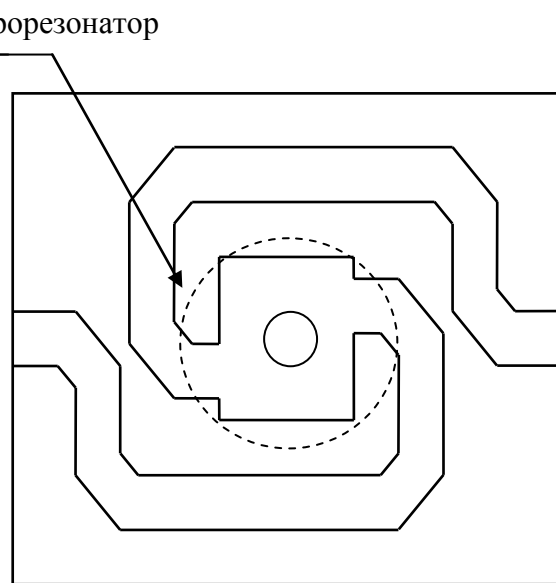


Рис. 5. МЭЭС на спиральной МПЛ

Элементы связи повышенной мощности

Максимальный уровень мощности, который способен пропустить элемент связи, зависит от коэффициента заполнения элемента связи ферритом, т.е. от эффективности взаимодействия магнитного поля микрополосковой линии элемента связи с ферритовой сферой. Но даже при максимальном коэффициенте заполнения феррит имеет ограничение по пропус-

каемой мощности. При использовании двух и более ферритовых сфер в элементе связи мощность пропускания возрастает.

На таком принципе строятся элементы связи, показанные на рис. 6–8. Элементы связи на рис. 6 и 7 являют собой структуры, составленные из параллельно соединённых элементов связи, которые показаны на рис. 4 и 2 и рассчитаны на работу в диапазоне от 0,2 до 1,0 ГГц и от 1,0 до 5,0 ГГц соответственно.

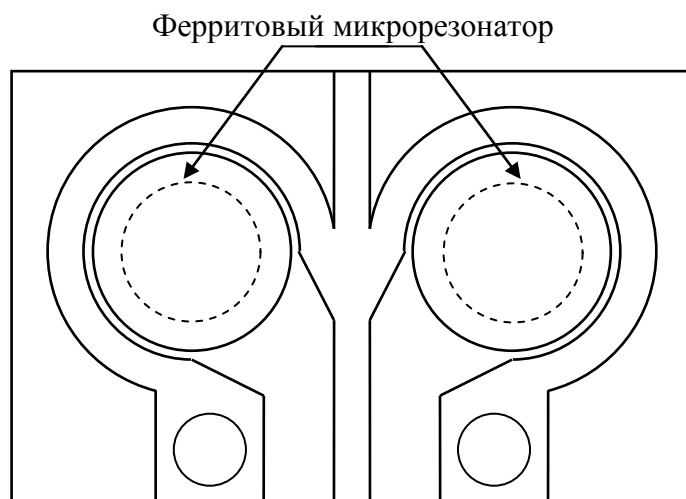


Рис. 6. МЭЭС на двойном МПЛ делителе мощности

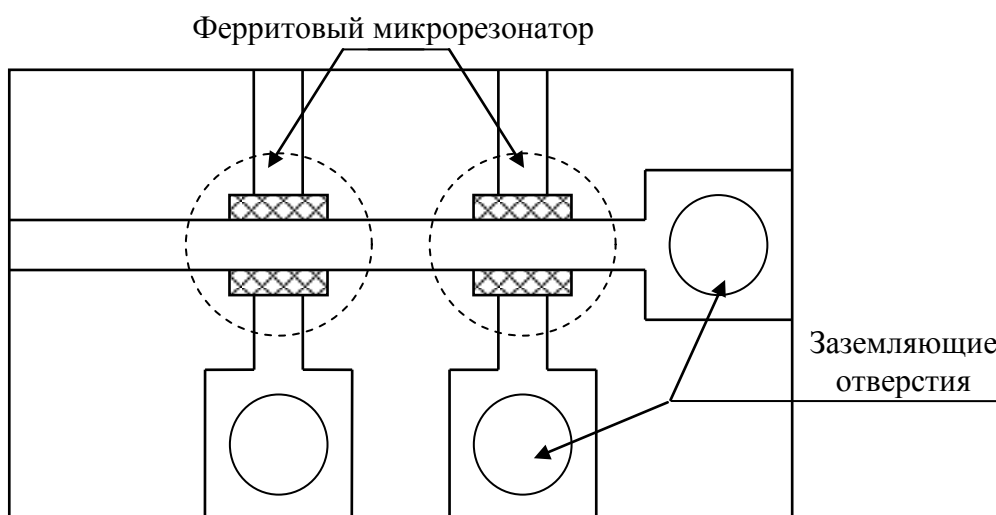


Рис. 7. МЭЭС на двойных несимметричных, несвязанных закороченных МПЛ

На рис. 8 показан элемент связи, который имеет ряд преимуществ перед предыдущими: наименьшие потери в режиме ферромагнитного резонанса – перекрывает диапазон частот от 0,2 до 18,0 ГГц, имеет высокий коэффициент заполнения и пропускает высокую мощность. Но есть один

существенный недостаток – непланарная структура, т. е. петли сделаны из разварочной проволоки. Отсюда вытекает сложность и неточность изготовления элемента связи и соответственно больший разброс параметров.

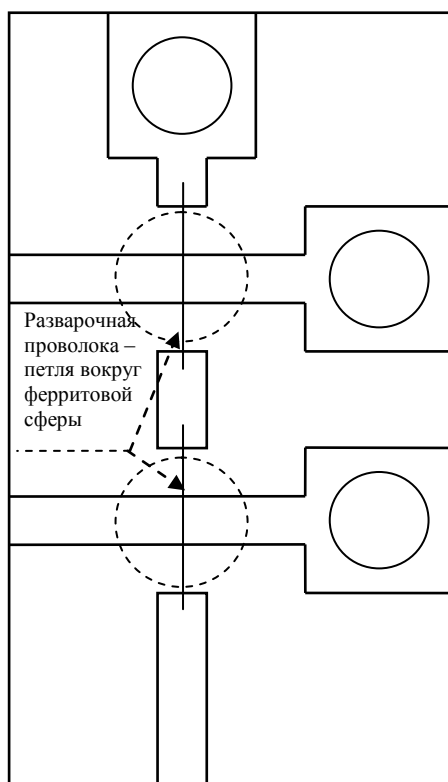


Рис. 8. МЭЭС на двойных микрополосково-витковых линиях

На основе представленных конструкций МЭЭС возможно построение различных магнитоуправляемых устройств в диапазоне частот от 0,2 до 18,0 ГГц с выходной мощностью до 100 мВт.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М. : Наука, 1973.
2. Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферромагнетики / пер. с англ.; под ред. А. Г. Гуревича. М. : Мир, 1965.

РАЗРАБОТКА ПОЛЕВЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ И ГЕНЕРАТОРНОМ РЕЖИМАХ РЕГУЛЯРНЫХ СИГНАЛОВ НА НИЗКОМ УРОВНЕ МОЩНОСТИ В УВЧ-ДИАПАЗОНЕ

А. А. Игнатьев, А. Л. Хвалин, А. В. Васильев

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

Предложены топологии монолитных полевых магнитоэлектронных транзисторов с уровнями выходной мощности до 100 мВт в диапазоне частот до 3 ГГц. Управление от магнитного поля достигается за счёт включения ферритового резонатора в цепь затвора транзистора. Представлены результаты расчёта выходной мощности полевого магнитоэлектронного транзистора, экспериментально исследованы амплитудно-частотные характеристики в рабочем диапазоне частот и спектры выходных сигналов.

Ключевые слова: полевой транзистор с затвором Шоттки, ферритовый резонатор, амплитудно-частотная характеристика, ферромагнитный резонанс.

Development of the Field-Effect Magneto-electronic Transistors in the Amplifier and Generator Ordinary Signals Modes on the low Power Level in the UHF-Band

A. A. Ignatiev, A. L. Khvalin, A. V. Vasilyev

There are proposed the topologies of monolithic field-effect magneto-electronic transistors with output power levels up to 100 mWt in the frequency band up to 3 GHz. The magnetic field control is achieved by inclusion ferrite resonator into the gate circuit of transistor. There are presented the calculation results of output power of the field-effect magneto-electronic transistor, experimentally researched the amplitude-frequency characteristics in the operating frequency band and the output signal spectrum.

Key words: field-effect transistor with Schottky-gate, ferrite resonator, amplitude-frequency characteristic, ferromagnetic resonance.

Магнитоэлектронный транзистор (МЭТ) представляет собой транзистор с магнитоэлектронным элементом связи, который включается на вход или выход транзистора или в цепь его обратной связи.

Разработаны маломощные (до 100 мВт) магнитоэлектронные полевые транзисторы (МЭПТ). Использован полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ) с длиной затвора 300 мкм. Такой транзистор способен усиливать сигналы до 100 мВт мощности (выходная мощность). Все МЭПТ имеют одну принципиальную схему, приведенную на рис. 1 [1].

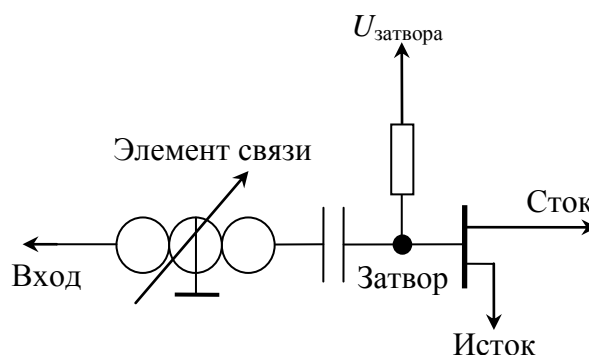


Рис. 1. Эквивалентная схема МЭПТ

На рис. 2–5 показаны топологии маломощных МЭПТ. Рабочие диапазоны частот МЭТ такие же, как и рабочие диапазоны частот соответствующих элементов связи. Так, МЭПТ, изображённые на рис. 2, *а*, *б*, имеют диапазон частот от 0,7 до 5 ГГц, на рис. 3, *а* – до 1 ГГц, а на рис. 3, *б* – до 18 ГГц. Размер всего кристалла МЭПТ не превышает 2,5 мм.

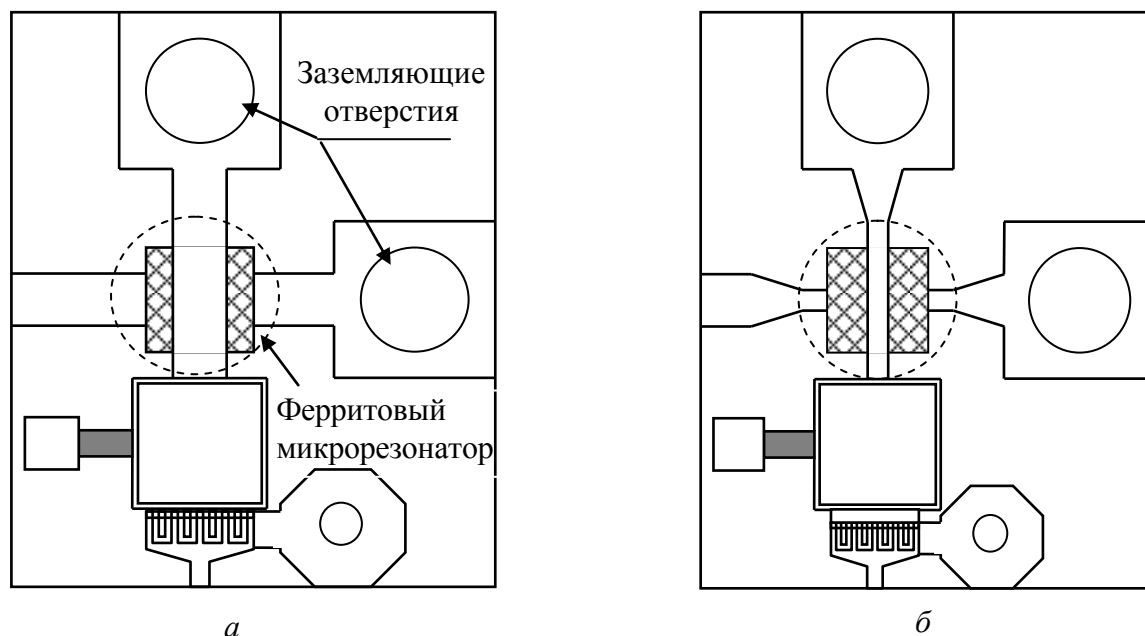


Рис. 2. Конструкция МЭПТ с рабочим диапазоном от 0,7 до 5 ГГц на основе скрещенных полосковых линий: *а* – постоянной ширины; *б* – с сужением полосковых линий

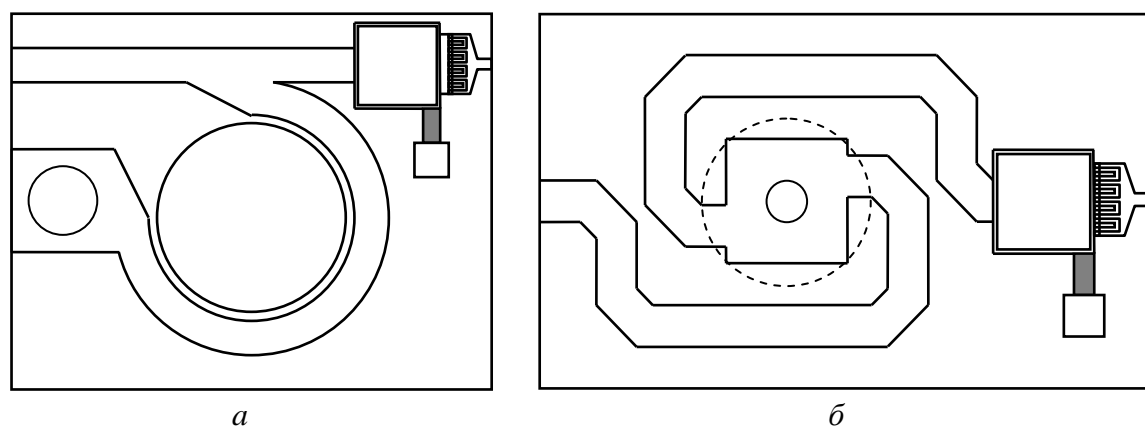


Рис. 3. Конструкция МЭПТ: *а* – на основе делителя мощности в диапазоне частот до 1 ГГц; *б* – на спиральных полосковых линиях в диапазоне частот до 18 ГГц

Для реализации усилительного режима работы МЭПТ элемент связи ставится на вход (затвор) транзистора и служит избирательным элементом, частота которого задаётся внешним магнитным полем.

На рис. 4 изображена амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) МЭПТ, конструкция которого представлена на рис. 2, в диапазоне частот от 300 до 2000 МГц при изменении внешнего магнитного поля от 14 до 70 мТл. Уровень шумов составляет – 55 дБ (нижняя граница динамического диапазона панорамного измерителя). Символом «к» на рис. 4 обозначен-

на АЧХ СВЧ-тракта без усилителя (уровень калибровки), а цифрами от 1 до 10 – номера резонансных пиков. Коэффициент усиления МЭПТ составил до 6 дБ.

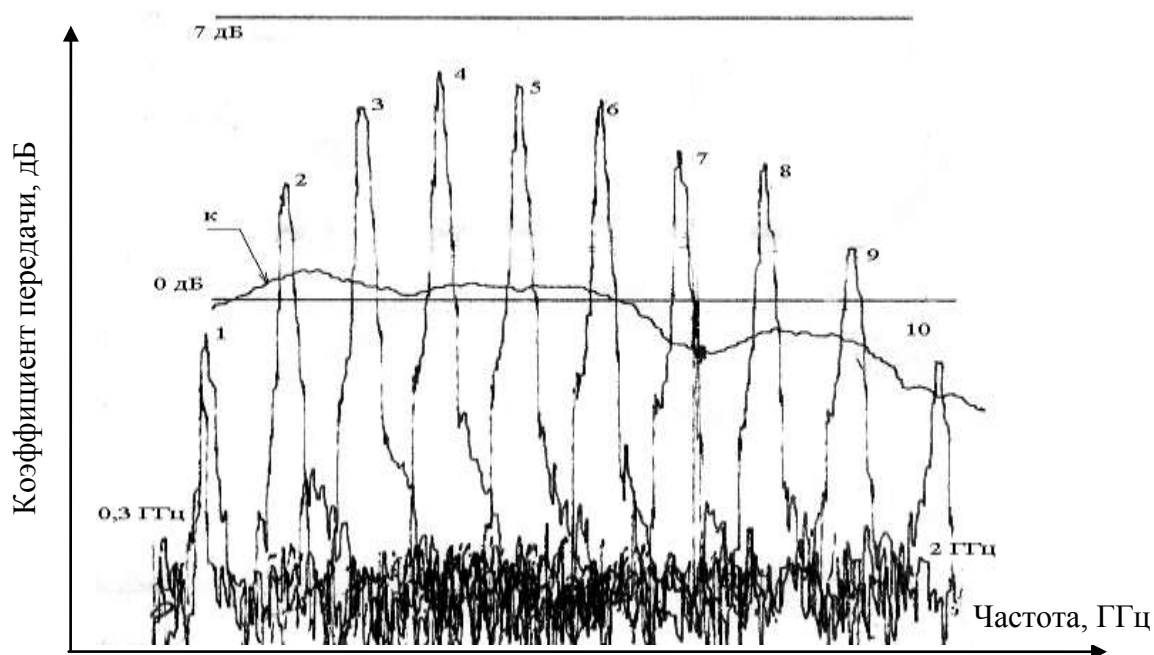


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики МЭПТ

Экспериментальные исследования показали, что рассматриваемый МЭПТ имеет избирательное усиление, частота которого управляется магнитным полем.

Для реализации генераторного режима работы МЭПТ включается так, что элемент связи ставится между затвором и стоком транзистора и обеспечивает положительную обратную связь на частоте ферромагнитного резонанса.

На рис. 5 представлена принципиальная схема генератора на основе МЭПТ с элементом связи в виде объемных проволочных петель.

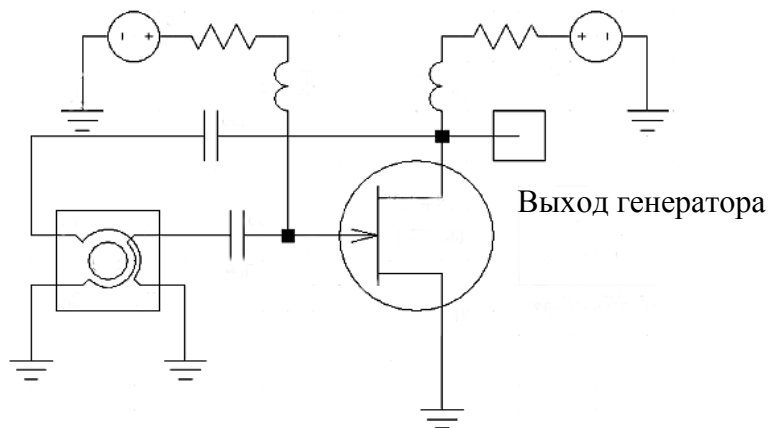


Рис. 5. Принципиальная схема генератора на основе МЭПТ

Внешнее магнитное поле, приложенное к ферритовой сфере, изменялось от 96 до 107 мТл с шагом 1 мТл. Полученные зависимости выходной мощности от частоты генерации представлены на рис. 6. Видно, что с ростом частоты мощность сигнала падает от 24,6 дБ/мВт (2,64 ГГц, 96 мТл) до 17,4 дБ/мВт (2,97 ГГц, 107 мТл).

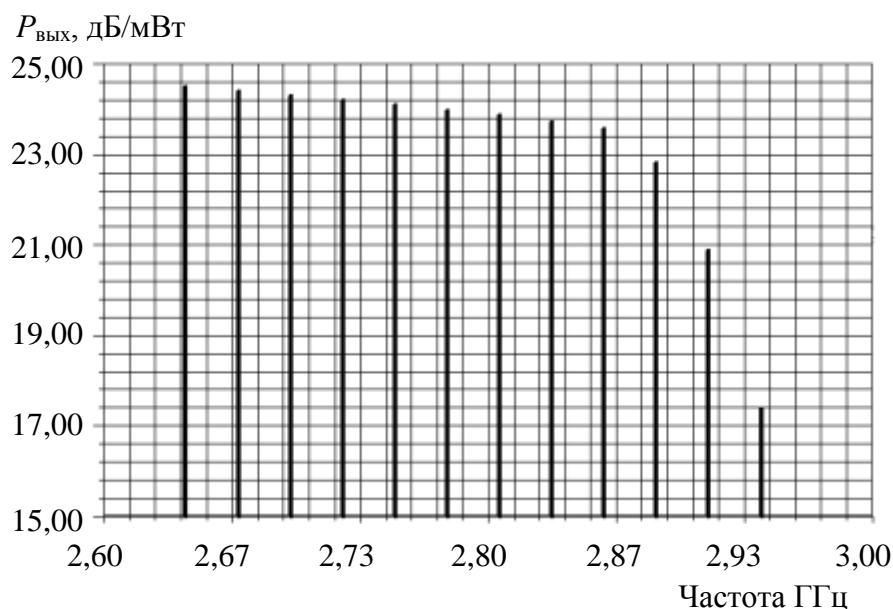


Рис. 6. Расчетные зависимости выходной мощности МЭПТ от частоты генерации

При экспериментальных исследованиях получена выходная мощность генератора порядка 1 мВт, частота которого перестраивалась линейно в диапазоне от 1,0 до 1,7 ГГц при изменении внешнего магнитного поля от 36 до 61 мТл. Крутизна перестройки частоты от величины индукции внешнего магнитного поля составляет 28 МГц/мТл. Спектр сигнала основной гармоники представлял собой зашумлённую эквидистантную сетку частот с эквидистантностью 200 кГц.

Наряду с основной частотой генератора наблюдались четыре спектральные составляющие, частоты которых были близки к частотам гармоник основного сигнала. При основной частоте 1,6 ГГц спектральные составляющие наблюдались на частотах 3,3; 5,0; 6,7; 8,3 ГГц.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Васильев А. В., Самолданов В. Н. Электродинамический расчет при проектировании гетеромагнитных усилителей // Направления развития электронного приборостроения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 2003.

РАЗРАБОТКА БИПОЛЯРНЫХ МАГНИТОЭЛЕКТРОННЫХ ТРАНЗИСТОРОВ В УСИЛИТЕЛЬНОМ РЕЖИМЕ ДЛЯ РЕГУЛЯРНЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫСОКОМ УРОВНЕ МОЩНОСТИ В УВЧ-ДИАПАЗОНЕ

А. Л. Хвалин, В. Н. Самолданов

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

Решены задачи проектирования магнитоэлектронных транзисторов, включающих кристалл базового биполярного транзистора и преобразователь индукции магнитного поля на ферритовом резонаторе. Представлены результаты экспериментальных исследований макетов в диапазоне частот до 1400 МГц.

Ключевые слова: ферритовый резонатор, биполярный транзистор, коэффициент передачи, коэффициент стоячей волны, амплитудно - частотная характеристика.

Development of Bipolar Magneto-electronic Transistors in the Amplifying Mode for Regular Signals on the High Power Level in the UHF-Band

A. L. Khvalin, V. N. Samoldanov

There are solved the problems of design of magneto-electronic transistors, including the crystal of base bipolar transistor and transducer of magnetic field induction on the ferrite resonator. The results of experimental researches of models in the frequency band up to 1400 MHz are presented.

Key words: ferrite resonator, bipolar transistor, transmission coefficient, standing wave ratio, amplitude-frequency characteristic.

Одним из направлений развития современных средств радиолокации, навигации и радиосвязи является использование новой элементной базы, основанной на применении магнитоэлектронных транзисторов (МЭТ). Основными преимуществами МЭТ являются: возможность управления его характеристиками внешним магнитным полем, согласование базового транзистора с внешними цепями в широком диапазоне частот.

Задача проектирования МЭТ включает в себя разработку элемента связи с ферритовым микрорезонатором, моделирование и экспериментальное исследование характеристик базового транзистора [1]. В данной работе приведены результаты экспериментального исследования биполярных МЭТ различных конструкций и их элементов в усилительном режиме работы. На рис. 1–4 представлены макеты МЭТ различных конструкций.

Для исследования характеристик элементов связи на вход усилителя с транзистором (рис. 1) в отдельном корпусе устанавливались элементы

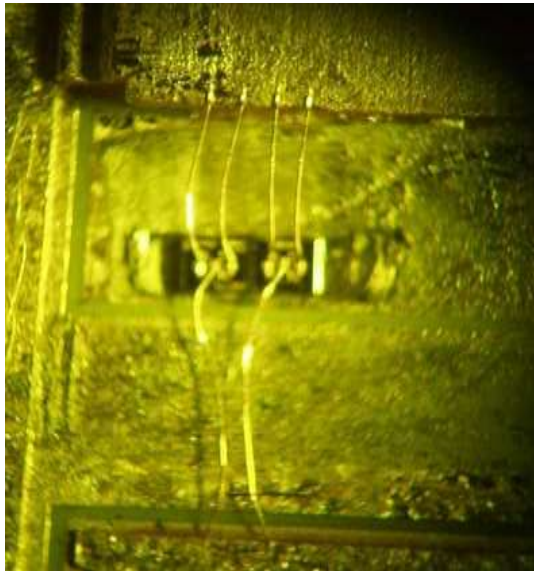


Рис. 1. Макет № 1 магнитоэлектронного биполярного транзистора в серийном корпусе КТ-83

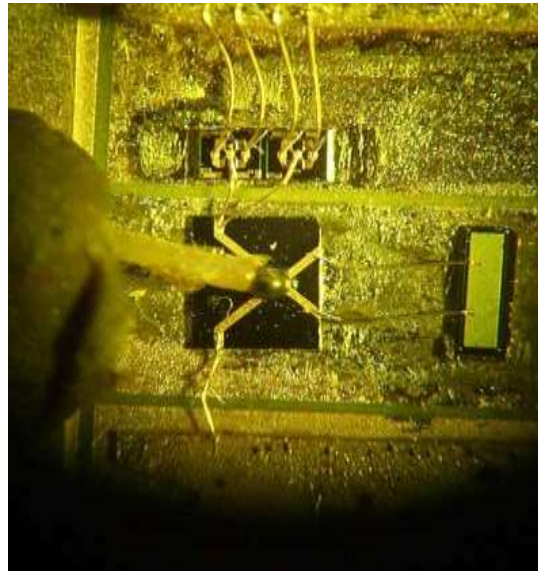


Рис. 2. Макет № 2 магнитоэлектронного биполярного транзистора в серийном корпусе КТ-83 (элемент связи типа МЭЭС Э-10 в цепи базы транзистора)

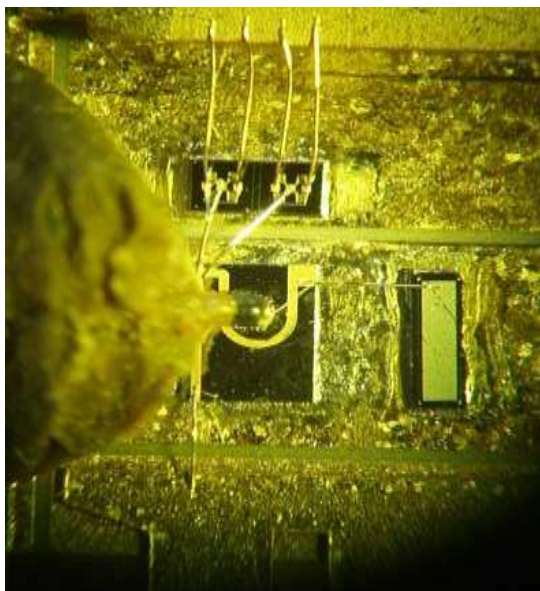


Рис. 3. Макет № 3 магнитоэлектронного биполярного транзистора в серийном корпусе КТ-83 (элемент связи типа МЭЭС Э-9 в цепи базы транзистора включен по схеме деления мощности)

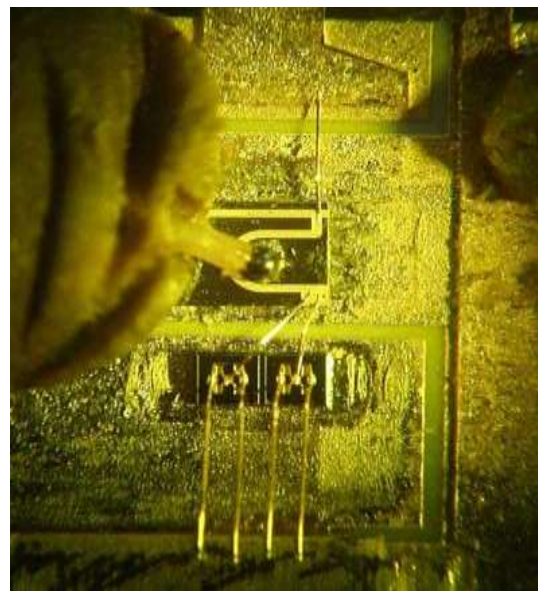


Рис. 4. Макет № 4 магнитоэлектронного биполярного транзистора в серийном корпусе КТ-83 (элемент связи типа МЭЭС Э-9 в цепи базы транзистора включен в режиме режекции)

связи (рис. 5 и 6). Эксперимент подтвердил высокую эффективность взаимодействия ферритового резонатора с усилителем в широком диапазоне частот, что позволяет с уверенностью утверждать о правильности выбранной схемы построения усилителя с магнитоэлектронным управлением. Осциллограммы амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) усилителя с магнитоэлектронными элементами связи, полученные на панорамном измерителе КСВН и ослабления Я2Р-74, представлены на рис. 7.

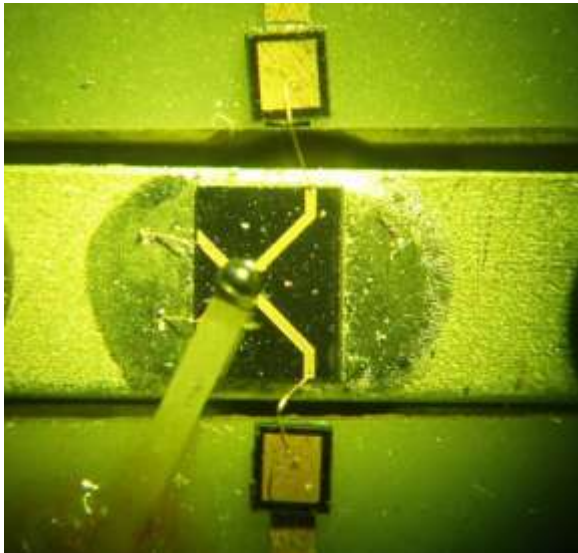
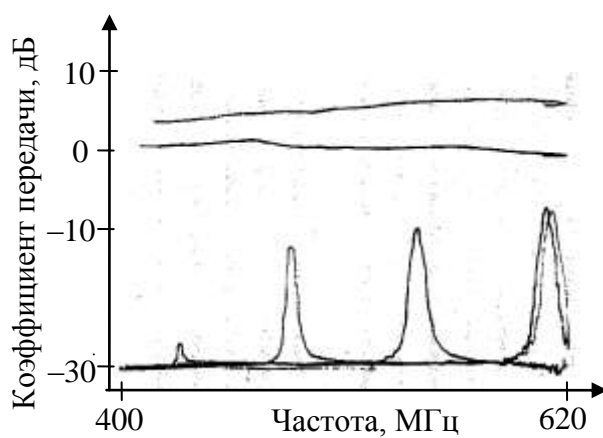


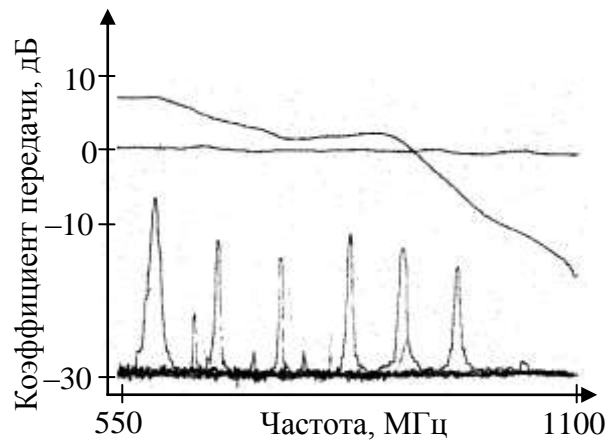
Рис. 5. Элемент связи Э-10 с ЖИГ-сферой КГ35 с разделительными МДП-конденсаторами на входе и выходе



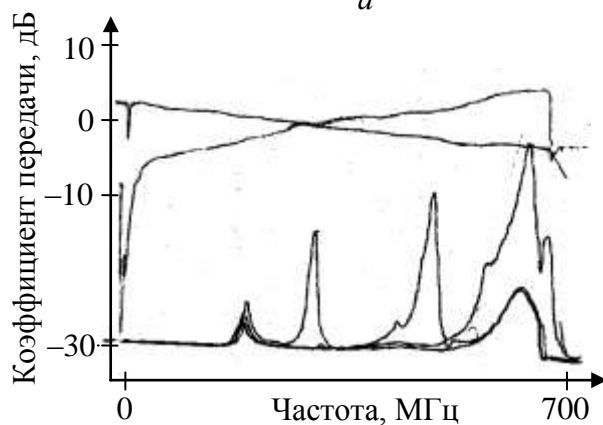
Рис. 6. Элемент связи в виде скрещенных витков с ЖИГ-сферой КГ15



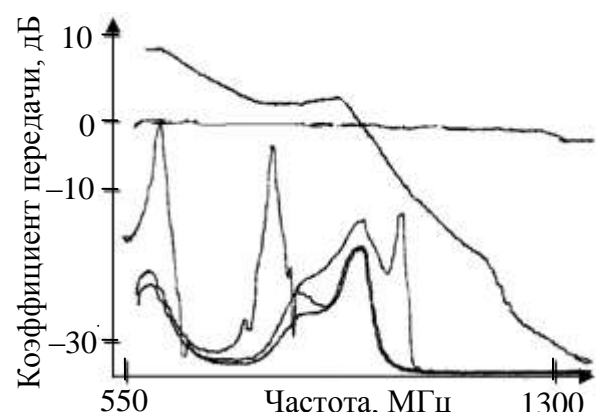
a



б



в



г

Рис. 7. АЧХ тестового усилителя с макетом транзистора № 1 с элементом связи Э-10. Прямой линией показан уровень калибровки (0 дБ). Максимальная высота резонансов на кривой АЧХ составляет: *a* – 8 дБ (550 МГц); *б* – 7 дБ (600 МГц); *в* – 0,5 дБ (600 МГц); *г* – 0,5 дБ (600 МГц)

Макет № 1 (см. рис. 1) изготавливался как тестовый и использовался для снятия семейства статических выходных характеристик транзистора (рис. 8).

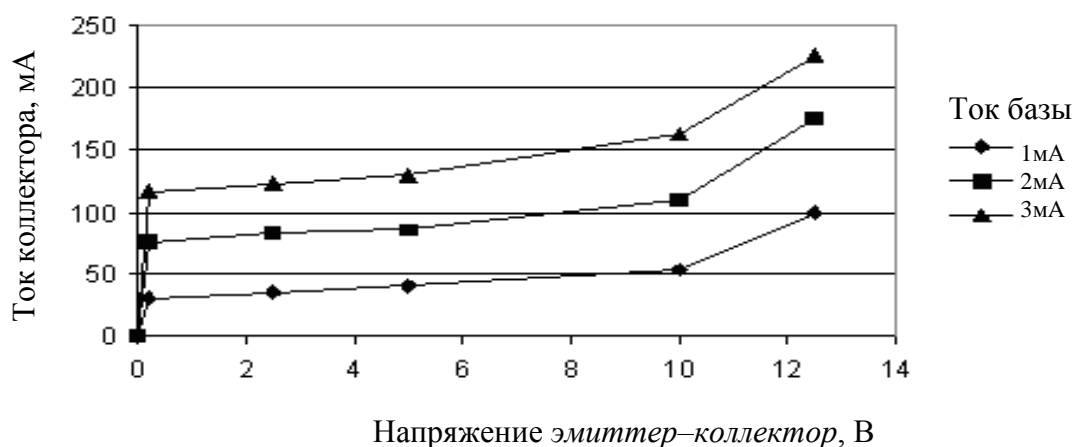


Рис. 8. Семейство выходных статических характеристик транзистора KT9175A в схеме с общим эмиттером (сняты с макета транзистора № 1). Эти характеристики снимались для расчета параметров нелинейной модели биполярного транзистора Гуммеля–Пуна и моделирования транзистора в САПР

На основе статических характеристик были рассчитаны параметры эквивалентной модели Гуммеля–Пуна (SPICE-модель), которая использовалась для моделирования транзистора в нелинейном режиме.

Измерения АЧХ и КСВ входа тестового усилителя проводились на панорамном измерителе КСВН и ослабления Я2Р-74. Осциллограммы, показывающие частотные зависимости усиления и КСВ, для макета № 1 в различных режимах работы представлены на рис. 9–11.

Экспериментальные исследования показали, что макеты № 2 и № 3 (см. рис. 2, 3) имеют неравномерную АЧХ (пик в диапазоне от 100 до 500 МГц и резкий спад в диапазоне от 600 до 900 МГц) (рис. 12–16). Наилучшее взаимодействие с ферритовым микрорезонатором обнаружилось в области спада АЧХ (от 600 до 900 МГц).

Недостатком макетов № 2 и № 3 является высокое волновое сопротивление заземляющей цепи (через конденсатор и корпус транзистора), что не позволяет получить хорошее взаимодействие с ферритовым резонатором в широком диапазоне частот. Провал АЧХ на частотах выше 600 МГц объясняется рассогласованием, которое вносит конденсатор 100 пФ в элементе связи.

В полосе усиления элемент связи практически не искажает АЧХ усилителя, что говорит о малом уровне развязки элемента связи.

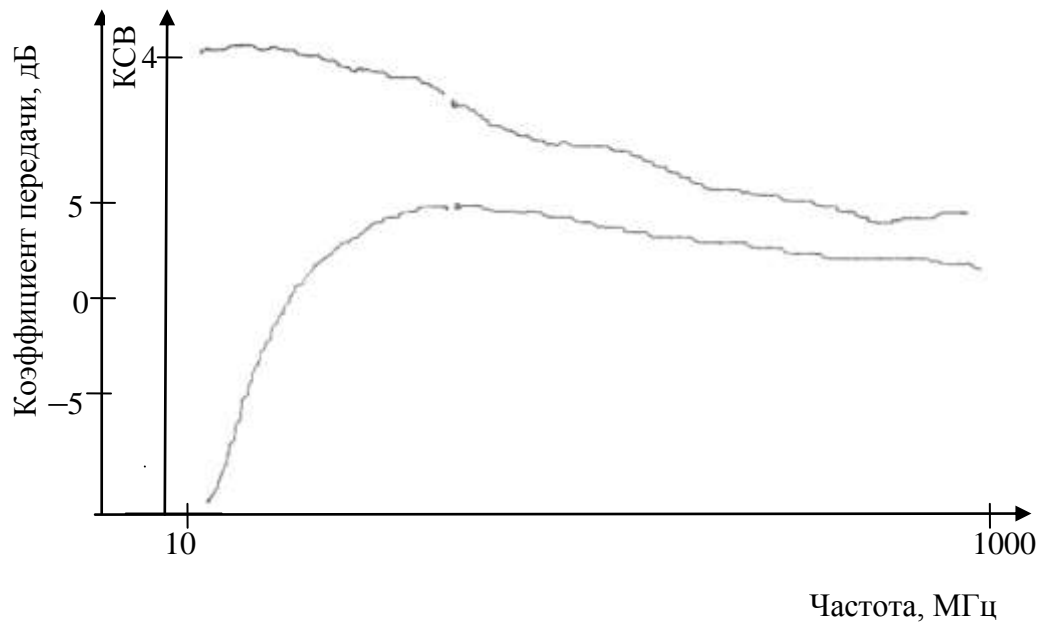


Рис. 9. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 1. Тестовый усилитель без подстроечных конденсаторов С4, С5 и С9. Максимум усиления 4,2 дБ на 320 МГц, КСВ 3,74. Полоса усиления: от 155 до 930 МГц

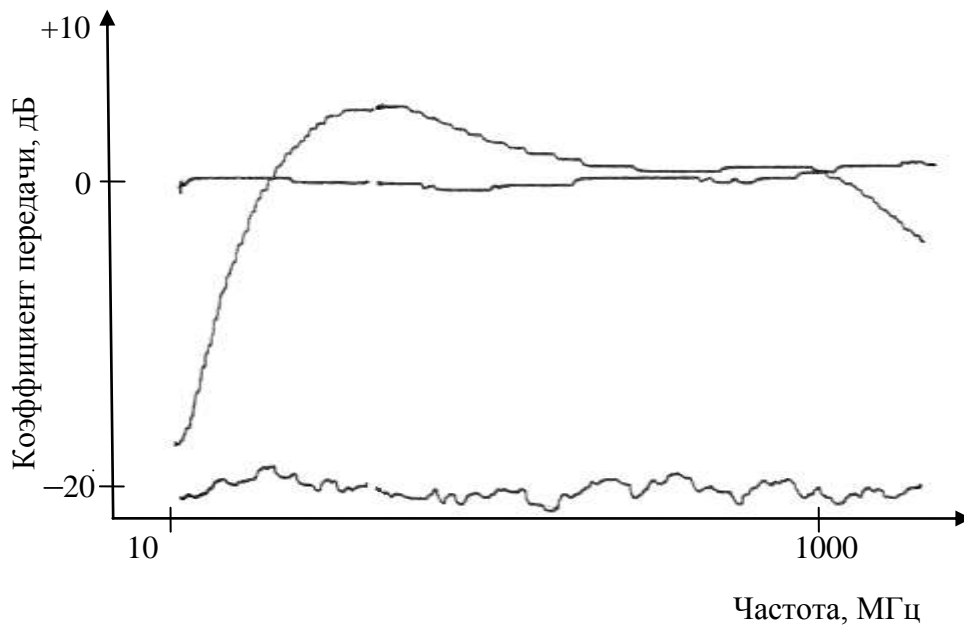


Рис. 10. АЧХ тестового усилителя с макетом транзистора № 1. Прямой линией показан уровень кабеля (-37,7 дБ). Нижней линией показан уровень шумов (-18,9 дБ). Тестовый усилитель с подстроечными конденсаторами: С4 от 1 до 3пФ (неоптимальное значение), С5 от 1 до 3пФ, С9 от 1 до 3пФ. Максимум усиления 5,4 дБ на 260 МГц. Полоса усиления: от 150 до 850 МГц

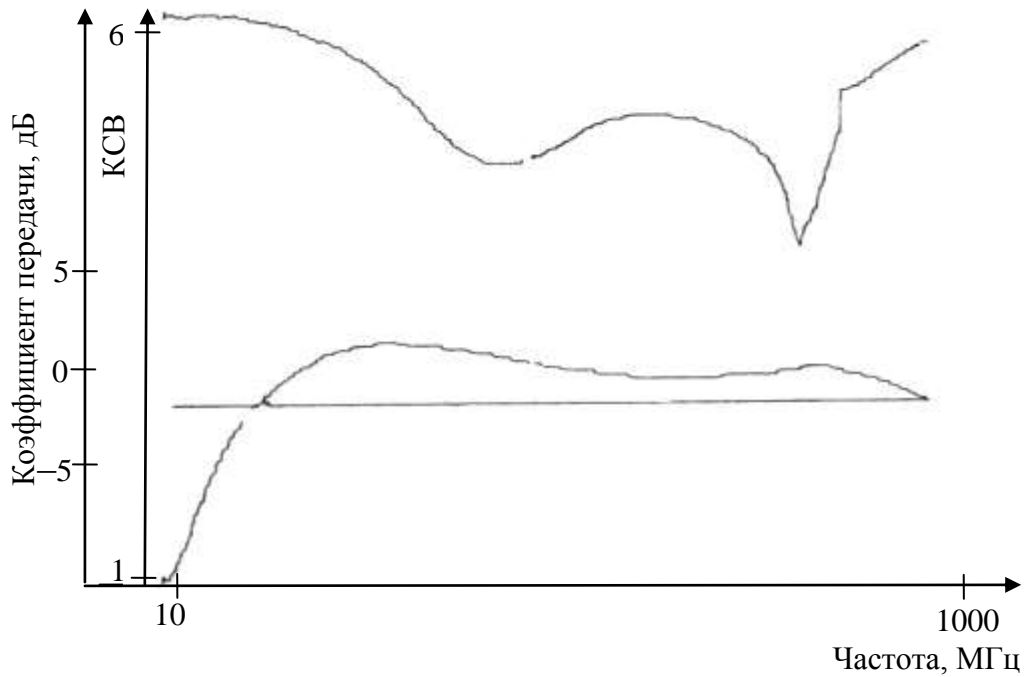


Рис. 11. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 1. Прямой линией показан уровень кабеля (0 дБ). Тестовый усилитель с подстроечными конденсаторами: С4 от 4 до 13пФ (оптимальное значение), С5 от 1 до 3пФ, С9 от 1 до 3пФ. Максимум усиления 6,1 дБ на 300 МГц, КСВ 3,74. Полоса усиления: от 130 до 1000 МГц

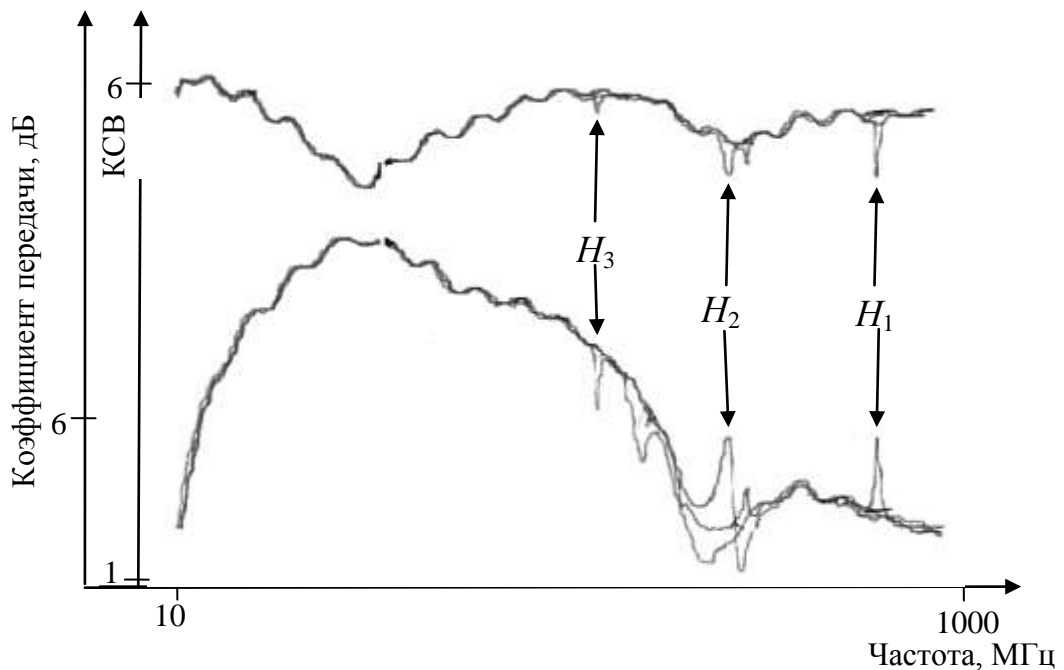


Рис. 12. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 2 с ферритовой сферой КГ35. Линии построены для разных значений магнитного поля. Максимум усиления 6,3 дБ на 300 МГц, КСВ 2,85. Полоса усиления: от 100 до 510 МГц. Мощность: от 0,7 до 0,9 Вт. Высота резонанса на кривой АЧХ для магнитного поля H_1 составляет 5,6 дБ, глубина резонанса на кривой КСВ составляет 4,1

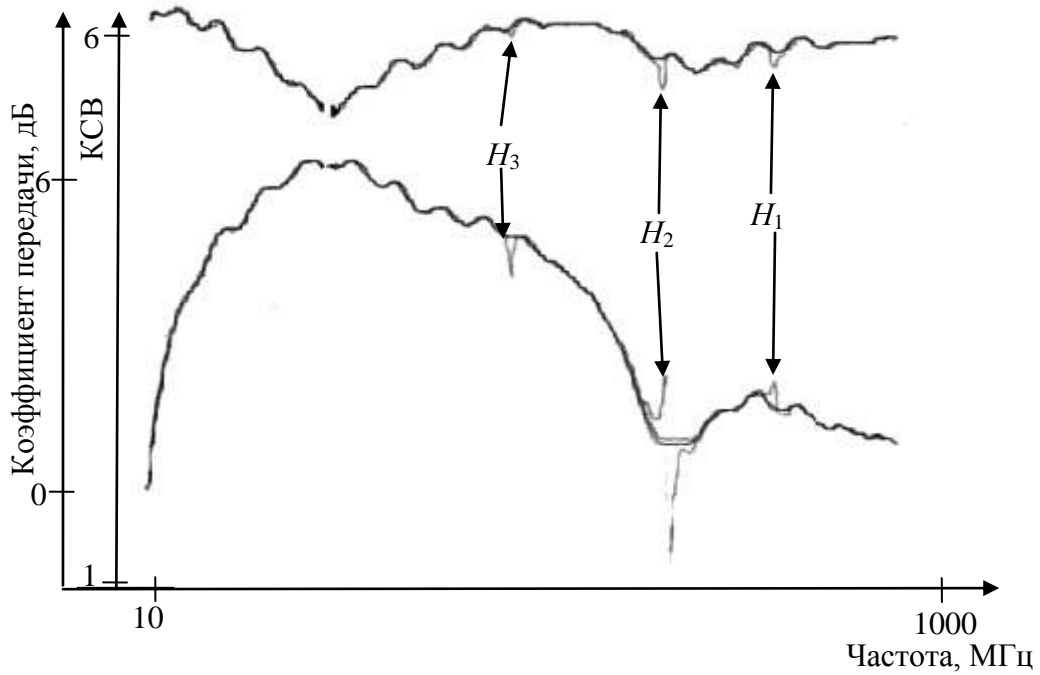


Рис. 13. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 2 с ферритовой сферой КГ12. Линии построены для разных значений магнитного поля. Максимум усиления 6 дБ на 240 МГц. Полоса усиления: от 100 до 510 МГц. Мощность: от 0,7 до 0,9 Вт

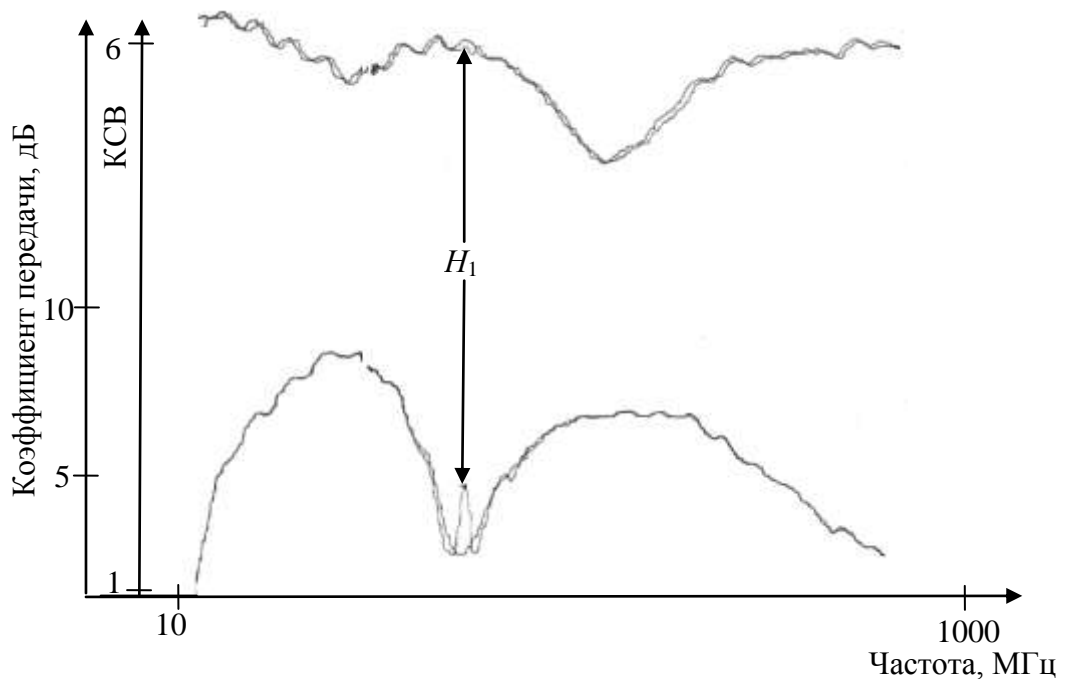


Рис. 14. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 3 с ферритовой сферой КГ35. Линии построены для разных значений магнитного поля. Максимум усиления 5 дБ. Полоса усиления: от 100 до 300 МГц. Высота резонанса на кривой АЧХ для магнитного поля H_1 составляет 5,5 дБ

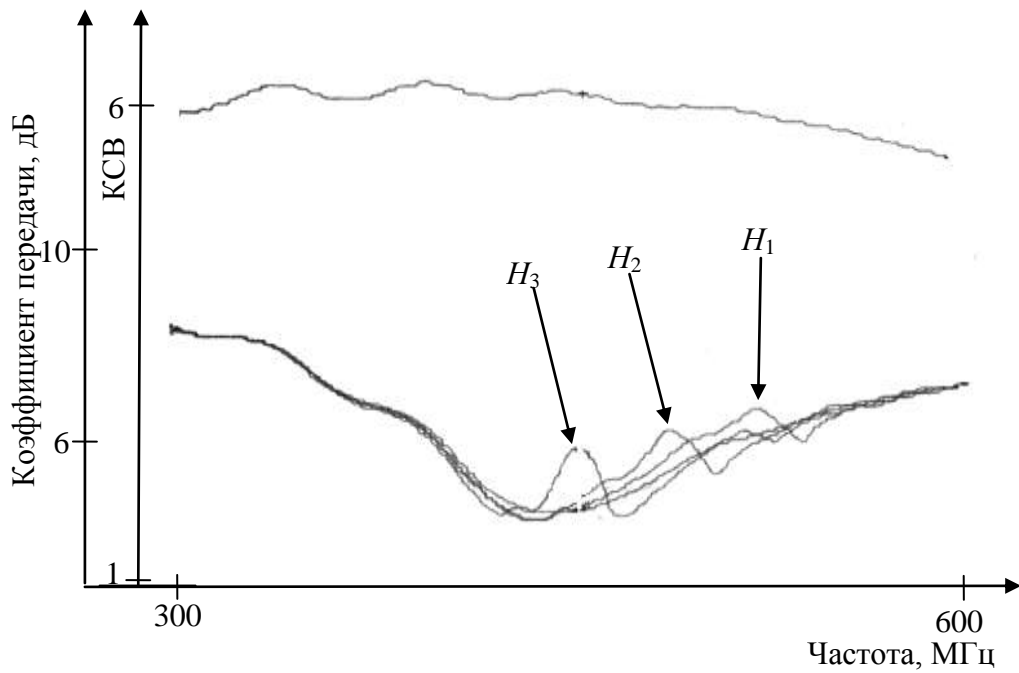


Рис. 15. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 3 с ферритовой сферой КГ35. Линии построены для разных значений магнитного поля. Мощность: от 0,8 до 1,2 Вт. Высота резонанса на кривой АЧХ для магнитного поля H_3 составляет 6,1 дБ

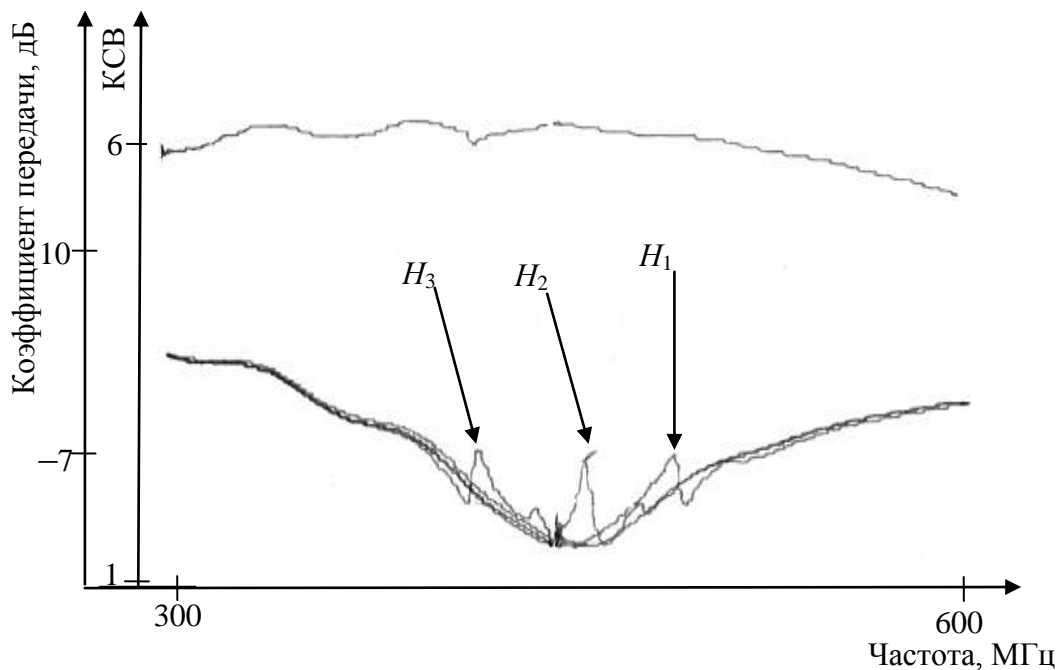


Рис. 16. АЧХ (внизу) и КСВ (вверху) тестового усилителя с макетом транзистора № 3 с ферритовой сферой КГ12. Линии построены для разных значений магнитного поля. Мощность: от 0,8 до 1,2 Вт. Высота резонанса на кривой АЧХ для магнитного поля H_2 составляет 6,6 дБ

Экспериментальное исследование биполярных МЭТ на основе кристаллов КТ9175А

На рис. 17–19 представлены фотографии биполярных МЭТ на основе кристаллов КТ9175А (общий вид, транзисторный кристалл, элемент связи с ферритовым микрорезонатором).

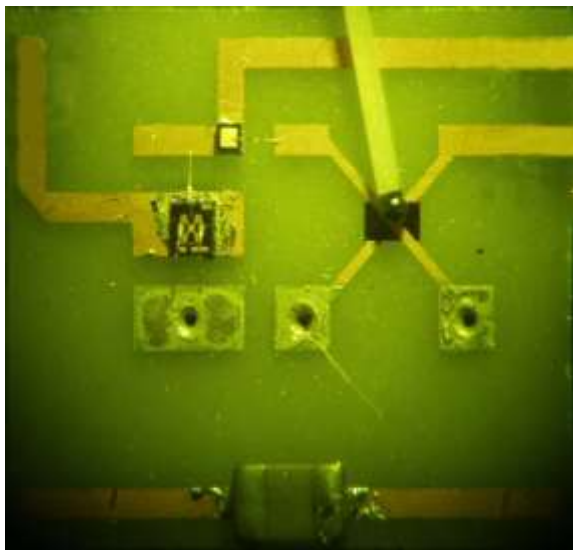


Рис. 17. Общий вид биполярного МЭТ

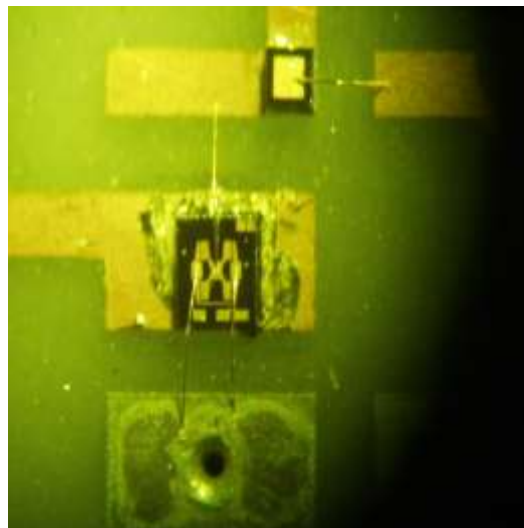


Рис. 18. Транзисторный кристалл

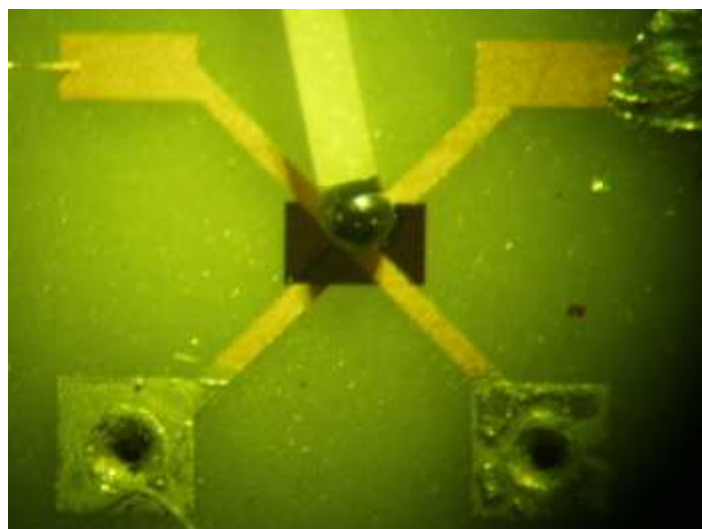
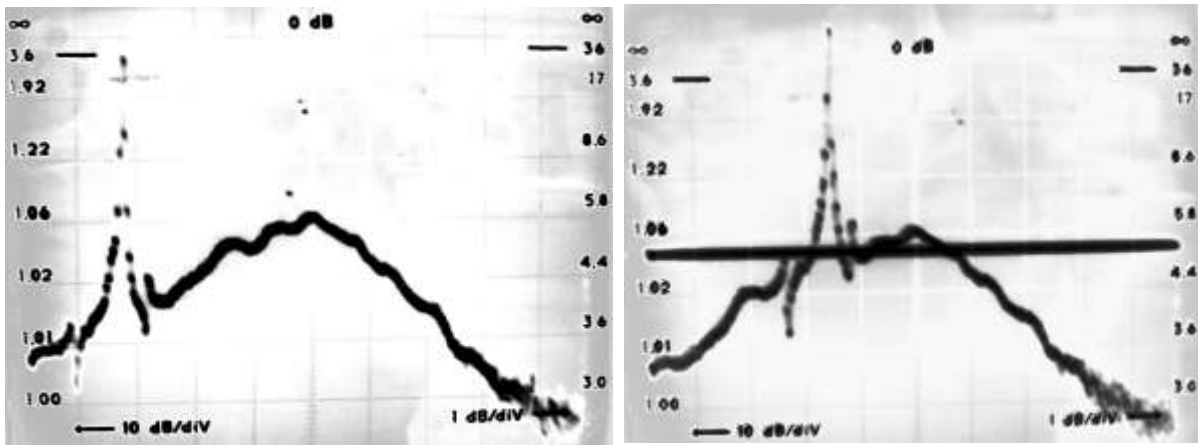


Рис. 19. Элемент связи с ферритовым микрорезонатором

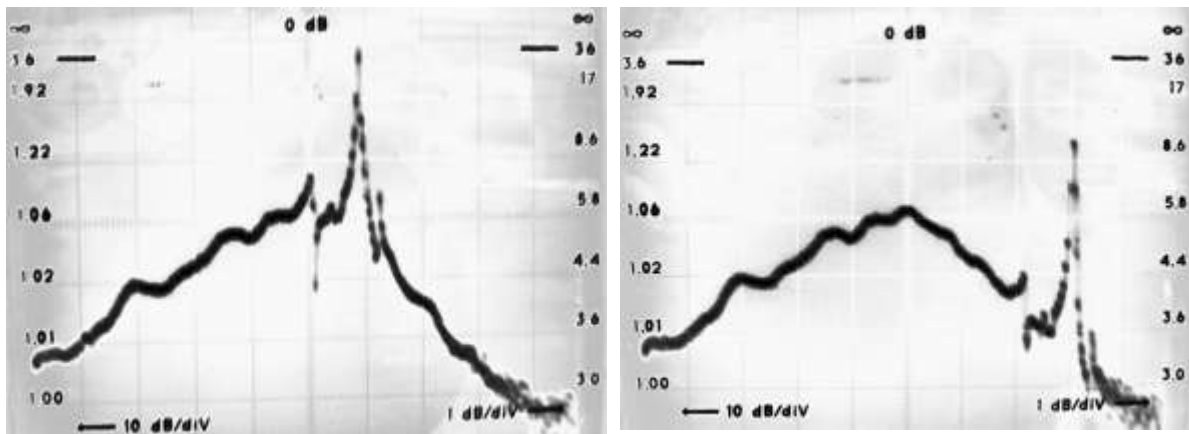
На рис. 20 представлены осциллограммы АЧХ биполярного МЭТ для различных значений индукции внешнего магнитного поля.



a

б

Рис. 20. Осциллограмма АЧХ биполярного МЭТ с ферритовой сферой КГ15 в диапазоне частот от 400 до 1400 МГц: *a* – частота ФМР 585 МГц. Усиление на пике $-6,7$ дБ. Усиление без магнитного поля -28 дБ; *б* – частота ФМР 730 МГц. Усиление на пике $-2,4$ дБ. Усиление без магнитного поля -22 дБ.



в

г

Рис. 20. Осциллограмма АЧХ биполярного МЭТ с ферритовой сферой КГ15 в диапазоне частот от 400 до 1400 МГц: *в* – частота ФМР 995 МГц. Усиление на пике $-6,1$ дБ. Усиление без магнитного поля -22 дБ; *г* – частота ФМР 1215 МГц. Усиление на пике $-13,6$ дБ. Усиление без магнитного поля -32 дБ.

Проведенные исследования показывают, что для биполярных МЭТ, выполненных на основе кристаллов транзистора КТ9175А с элементами связи различных типов и ферритовыми микрорезонаторами типа КГ15, могут быть получены магнитоуправляемые усилительные полоснопропускающие режимы в диапазоне от 0,4 до 1,4 ГГц с шириной полосы пропускания менее 10 МГц по уровню 3 дБ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Самолданов В. Н., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А., Хвалин А. Л., Маринин А. В., Коваленко М. Л. Компьютерное моделирование ферритовых резонаторов во внутренних цепях биполярного транзистора в усилительном режиме работы // Гетеромагнитная электроника. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2004. Вып. 1: Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 114–122.

УДК 621.315.592, 53.072.8

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МОДЕЛЕЙ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ КВЧ-ДИАПАЗОНА В РЕЖИМАХ УСИЛЕНИЯ ПРИ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ ДО 40 мВт

А. А. Игнатьев, В. Н. Самолданов, А. Л. Хвалин

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

Исследованы вопросы моделирования полевых транзисторов на основе *HEMT* структур в диапазоне частот до 100 ГГц. Для моделирования использована нелинейная модель Чалмерса. Представлены расчётные характеристики в рабочем диапазоне частот.

Ключевые слова: *HEMT* структуры, модель Чалмерса, полевой транзистор, нелинейный усилитель, амплитудно-частотная характеристика.

The Retical Researching of the Field-Effect Transistor Models of EHF-Band in the Amplifying Modes at Output Power Levels up to 40 mWt

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

There are investigated the problems of simulation of field-effect transistors based on the *HEMT* structures in the frequency band up to 100 GHz. For simulation there was used nonlinear Chalmers model. The calculation characteristics in the operating frequency band are presented in the article.

Key words: *HEMT* structures, Chalmers model, field-effect transistor, nonlinear amplifier, amplitude-frequency characteristic.

Тенденции развития современных активных элементов связаны с увеличением диапазона рабочих частот до 100 ГГц и выше. Однако при проектировании устройств на основе полевых транзисторов в КВЧ-диапазоне возникают существенные трудности, связанные с изготовлением *HEMT*-структур (с повышенной подвижностью носителей) и необходимостью построения адекватной математической модели транзисторной структуры.

Наиболее полной моделью, учитывающей особенности *HEMT*-структуры в нелинейном режиме работы, является модель Чалмерса (Chalmers) [1] (рис. 1, табл. 1).

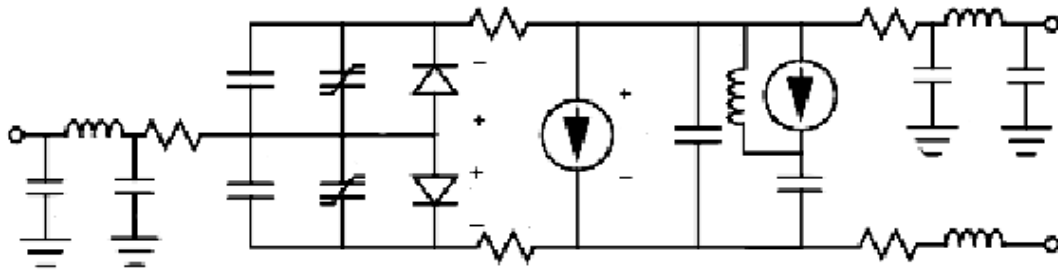


Рис. 1. Нелинейная модель Чалмерса полевого транзистора, выполненного по HEMT-технологии

Таблица 1

Параметры модели Чалмерса полевого транзистора

Параметр	Описание	Единица измерения
IPK	Ток при максимальном усилении	Ампер
P1, P2, P3, ...	Полиномиальные коэффициенты I_d	
B1, B2	Параметры P_{Im}	
VPKS	Напряжение затвора при максимальном усилении в насыщенном состоянии	Вольт
VPK0	Напряжение затвора при максимальном усилении при V_{ds}	Вольт
ALPHR	Параметр точки перегиба ВАХ стока	
ALPHS	Параметр точки перегиба ВАХ стока в насыщенном состоянии	
LAMBDA	Параметр сопротивления сток-исток	
LAMSB	Параметр поверхностного пробоя	
VTR	Пороговое напряжение пробоя	Вольт
VSB2	Параметр поверхностного пробоя	
TAU	Время задержки затвор-сток	Секунда
CGS0	Емкость затвор-исток	Фарада
CGSP	Линейная часть C_{gs}	Фарада
PC10, PC11, PC20, PC21	Полиномиальный коэффициент емкости затвор-исток	
PC110, PC111	Полиномиальный коэффициент для моделирования максимального C_{gs}	
ADIV	Параметр для моделирования максимального C_{gs}	
PC20, PC21	Полиномиальный коэффициент емкости затвор-исток	
CGD0	Емкость затвор-сток	Фарада
CGDP	Линейная часть C_{gd}	Фарада
PC30, PC31, PC40, PC41	Полиномиальный коэффициент емкости затвор-сток	
CDS0	Постоянная емкость затвор-исток	Фарада
CDSW	Переменная емкость затвор-исток	Фарада
CPG	Паразитная емкость затвора	Фарада

Окончание табл. 1

Параметр	Описание	Единица измерения
CPD	Паразитная емкость стока	Фарада
ISG	Ток диода затвора	Ампер
NG	Параметр диода	
RG	Сопротивление затвора	Ом
RS	Сопротивление истока	Ом
RI	Внутреннее сопротивление	Ом
RD	Сопротивление стока	Ом
RGD	Сопротивление затвор-сток	Ом
RCW	Сопротивление затвор-исток на СВЧ	Ом
CRF	Емкость для определения Rds на СВЧ	Фарада
LS	Индуктивность истока	Генри
LG	Индуктивность затвора	Генри
LD	Индуктивность стока	Генри

Параметры, приведенные в табл. 1, определяются следующим образом: ток генератора

$$I_d(V_g, V_d) = IPK(1 + \tan(\psi) \tanh(\alpha V_d)(1 + LAMBDA \cdot V_d),$$

где

$$\psi = P_{1m}(V_g - V_{pk}) + P3(V_g - V_{pk})^2 + P3(V_g - V_{pk})^3 + \dots,$$

$$\alpha = ALPHR + ALPHS(1 + \tan(\psi)),$$

$$P_{1m} = PI(1 + BI / \cosh^2(B2 \cdot V_d)),$$

$$V_{pk} = VPKO + (VPKS - VPKO) \tanh(ALPHS \cdot V_d).$$

Явления пробоя описываются уравнениями

$$I_d(V_g, V_d) = IPK \tanh(\psi) \tanh(\alpha V_d)(1 + LAMBDA \cdot V_d + LAMSB \cdot e^{V_{dg} - VT}),$$

$$V_{pk} = VPKO + (VPKS - VPKO) \tanh(ALPHA \cdot V_d) - VSB2 \cdot (V_{dg} - VTR)^2.$$

Ток затвора

$$I_g = \frac{\partial Q_g}{\partial V_g} \frac{dV_g}{dt} + \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} \frac{dV_{gd}}{dt}.$$

Емкость затвор-исток

$$C_{gs1}(V_g, V_d) = ADIV \cdot CGSO(1 + \tanh(P20 + P21 \cdot V_d))(1.0 + \tanh(P10 + P11 \cdot V_g)),$$

$$C_{gs2}(V_g, V_d) = (1 - ADIV)CGSO(1 + \tanh(P20 + P21 \cdot V_d)) \times \\ \times (1.0 + \tanh(P110 + P111 \cdot V_g)),$$

$$C_{gs}(V_g, V_d) = \frac{\partial Q_g}{\partial V_g} = C_{gs1} + C_{gs2}.$$

Емкость затвор-сток

$$C_{gd}(V_g, V_d) = \frac{\partial Q_g}{\partial V_{gd}} = CGDO(1 + \tanh(P30 + P31 \cdot V_d)) \times \\ \times (1.0 + \tanh(P40 + P41 \cdot V_{gd})).$$

Ток генератора

$$I_{Rd}(V_g, V_d) = \frac{(1 + \tanh(\psi))}{RCW} V_d.$$

Однако практическое использование модели Чалмерса связано с необходимостью проведения большого числа специальных измерений для определения эквивалентных параметров, что в КВЧ-диапазоне представляет самостоятельную задачу и требует применения дорогостоящего оборудования. В связи с этим в качестве базового элемента для расчета полевых транзисторов были выбраны широкополосные усилители UA1S65LM и D01MH.

В данной работе расчет проводился по упрощенной эмпирической нелинейной модели, основанной на использовании основных экспериментальных характеристик усилителей UA1S65LM (рабочий диапазон частот от 1 до 65 ГГц, выходная мощность 40 мВт, производство США, Centellax Inc.) и D01MH (рабочий диапазон от 50 до 75 ГГц, производство США, OMMIC).

Для моделирования UA1S65LM использовались параметры рассеяния (табл. 2).

Таблица 2

Основные параметры усилителя UA1S65LM

Параметр	Диапазон частот, ГГц	Значение параметра
Коэффициент усиления S_{21} , дБ	1 – 26	18÷21
	26 – 45	15÷17
Коэффициент отражения от входа S_{11} , дБ	1 – 26	-(12÷10)
	26 – 45	-(10÷8)
Коэффициент отражения от выхода S_{22} , дБ	1 – 26	-(15÷12)
	26 – 45	-(12÷9)
Максимальная выходная мощность P , дБ/мВт	1 – 45	16÷40

На рис. 2 и 3 приведены внешний вид и АЧХ усилителя UA1S65LM.

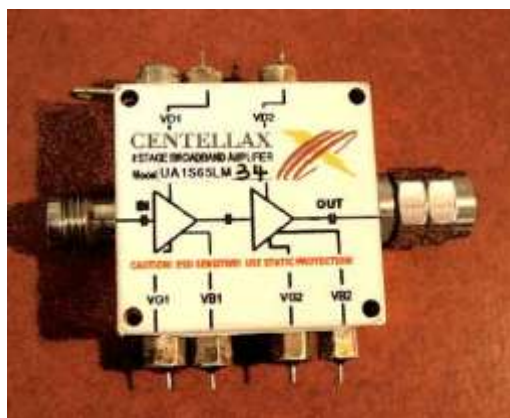


Рис. 2. Широкополосный усилитель UA1S65LM

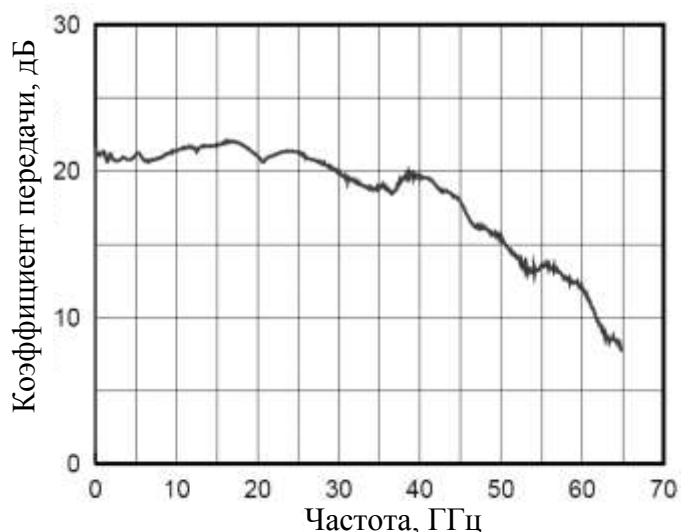


Рис. 3. АЧХ усилителя UA1S65LM

Предложенная модель позволяет проводить расчет в современных САПР (MWO, Serenade). Использовалась модель нелинейного усилителя с полосовым фильтром нижних частот на выходе. На рис. 4 приведена эквивалентная схема усилителя UA1S65LM и параметры составляющих элементов. АЧХ модели данного усилителя представлена на рис. 5.

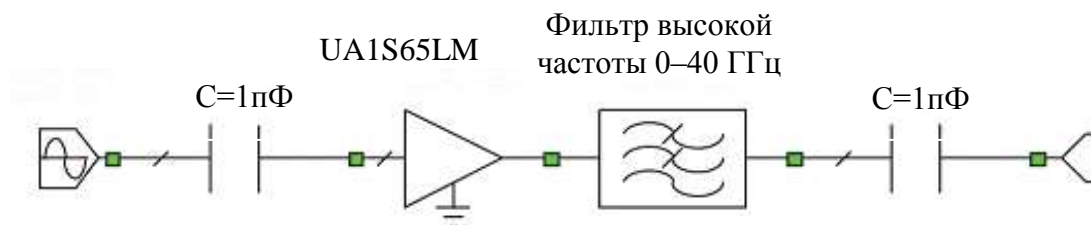


Рис. 4. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя UA1S65LM

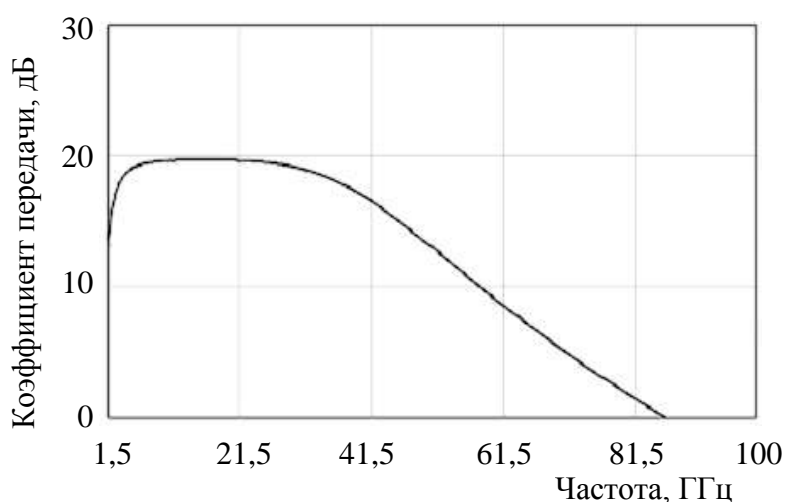
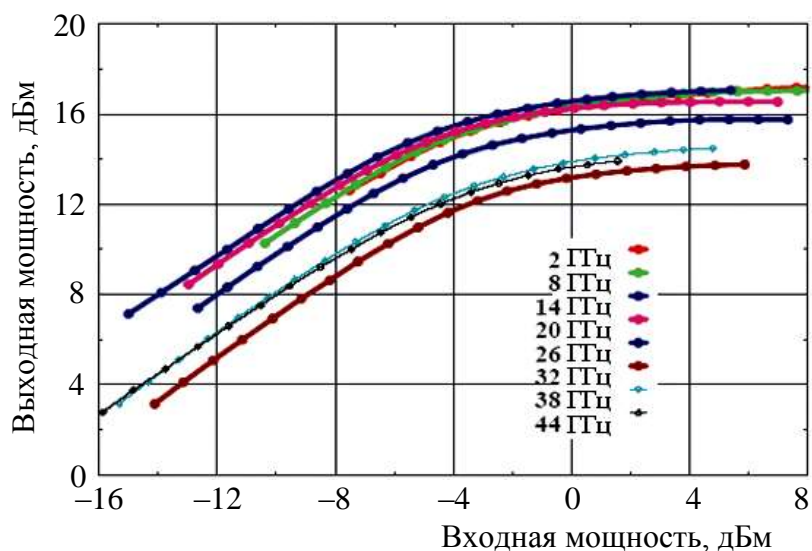
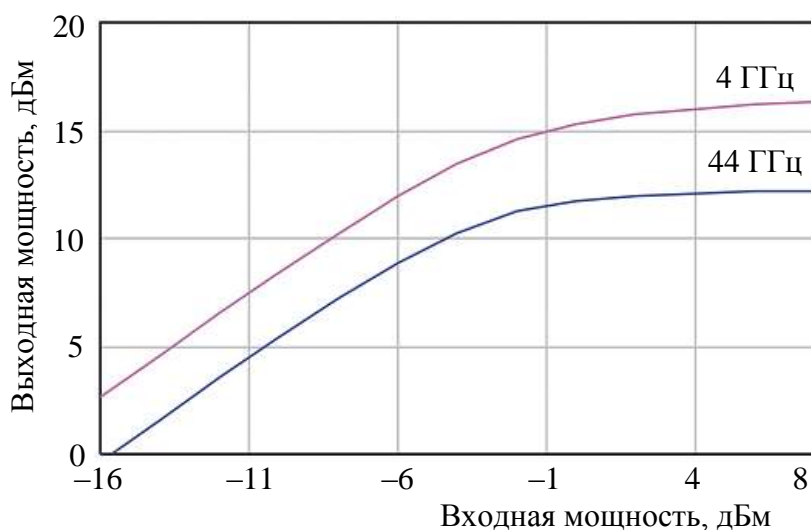


Рис. 5. АЧХ модели усилителя UA1S65LM



a



б

Рис. 6. Зависимость выходной мощности от входной мощности: *a* – усилителя UA1S65LM; *б* – его модели

Зависимости выходной мощности от входной для усилителя UA1S65LM и его модели представлены на рис. 6 *a*, *б* соответственно.

Так же был смоделирован широкополосный малошумящий усилитель (рис. 7) на базе транзисторов *D01MН*. Использовалась модель линейного усилителя с полосовым фильтром на выходе (рис. 8). На рис. 9 приведена эквивалентная схема усилителя на основе транзисторов *D01MН* и параметры составляющих элементов. АЧХ данного усилителя и его модели представлены на рис 10 и 11 соответственно.

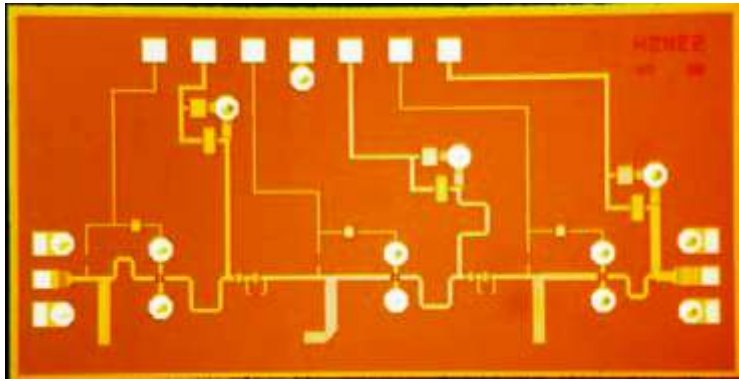


Рис. 7. Топология усилителя на базе транзистора *D01MH*. Размеры чипа 1,5×3мм

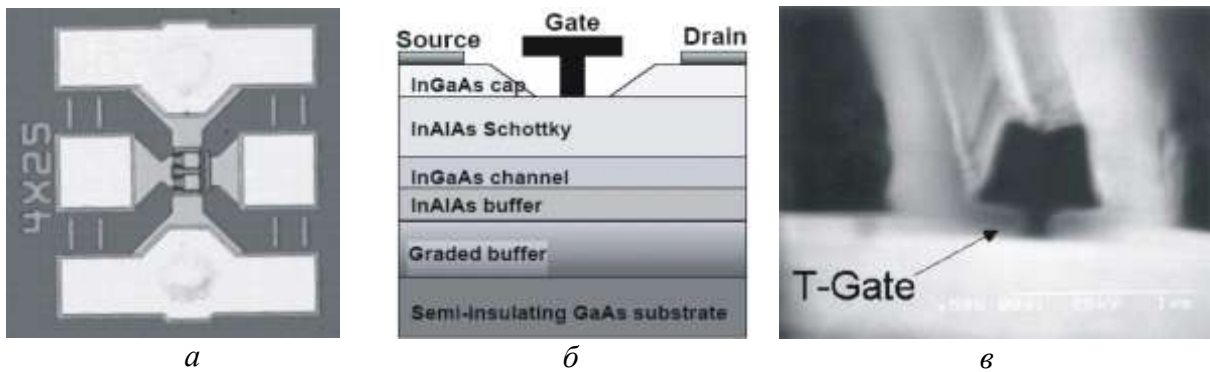


Рис. 8. Транзистор *D01MH*: *a* – топология проводников; *б* – поперечное сечение (МНЕМТ-технология); *с* – внешний вид Т-затвора (0,2×100 мкм) AlGaN-GaN НЕМТ-транзистора на подложке SiC

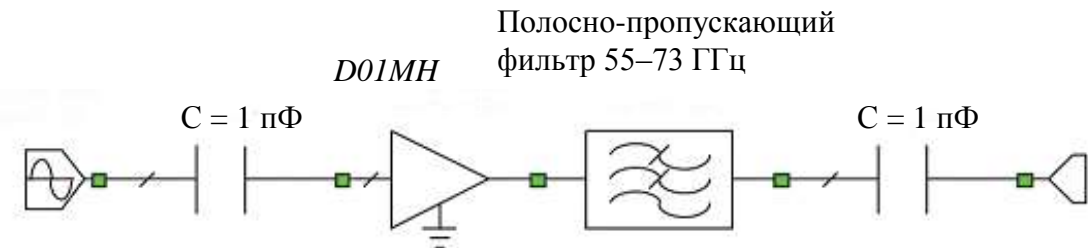


Рис. 9. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя на базе транзисторов

D01MH

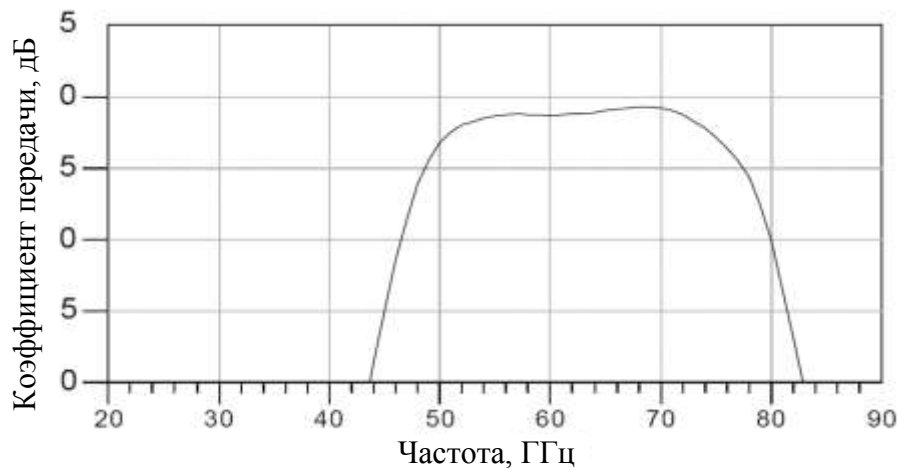


Рис. 10. АЧХ усилителя на базе транзисторов *D01MH*

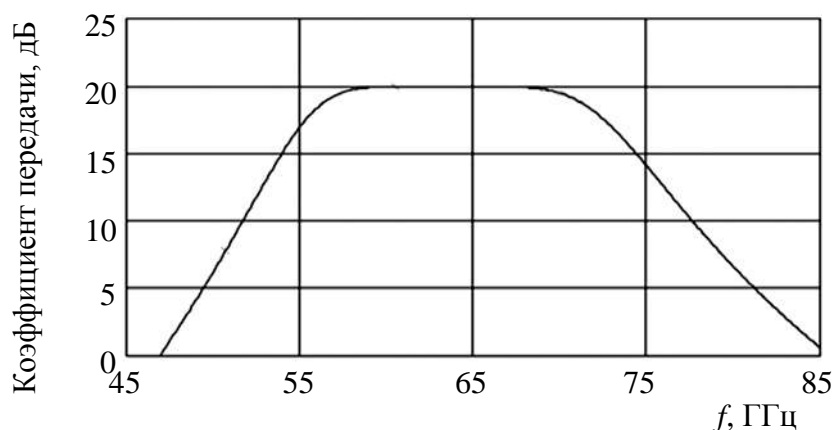


Рис. 11. АЧХ модели усилителя на базе транзисторов *D01MН*

Программа расчета полевых транзисторов [2–3] защищена свидетельством № 2004610988 от 21.02.04 Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам РФ.

В исследуемых диапазонах частот и мощностей результаты расчетов по предложенной нелинейной модели транзистора совпадают с экспериментальными характеристиками с погрешностью 10%. Полученные теоретические результаты позволяют разрабатывать активные устройства КВЧ-диапазона в режиме большого сигнала.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Солопов А. А., Ляшенко А. В., Игнатьев А. А., Прозоркевич А. В., Хвалин А. Л., Сотов Л. С., Васильев А. В. Использование САПР MWO 2002 для подготовки специалистов-разработчиков СВЧ-устройств для защиты информации // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 122–130.
2. Хвалин А. Л., Игнатьев А. А., Васильев А. В., Самолданов В. Н. Электродинамический расчет при проектировании гетеромагнитных усилителей // Направления развития электронного приборостроения: Материалы науч.-техн. конф. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2003.
3. Хвалин А. Л., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Васильев А. В., Самолданов В. Н. Электродинамическое моделирование СВЧ-селективных усилителей с гетеромагнитным управлением // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. С. 103–109.

**ТЕХНОЛОГИЯ ИЗГОТОВЛЕНИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ
ПОЛЕВЫХ СВЧ-ТРАНЗИСТОРОВ И МОНОЛИТНЫХ СХЕМ
НА АРСЕНИДЕ ГАЛЛИЯ ДЛЯ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ**

В. А. Елисеев, В. П. Кобякин, М. Н. Смирнов, И. Н. Ефремов

ЗАО НПЦ «Алмаз–Фазотрон»
Россия, 410033, Саратов, Панфилова, 1
E-mail : almaz@overta.ru

Представлены результаты исследования основных характеристик полевых транзисторов и монолитных интегральных схем, предназначенных для использования в многофункциональных магнитоуправляемых устройствах. Сформулированы основные требования к полупроводниковым элементам на основе СтаAS, рассмотрены технологические аспекты формирования канала полевого транзистора с затвором Шоттки для достижения оптимальных электрических характеристик.

Ключевые слова: полевой транзистор, монолитная интегральная схема, вольт-амперная характеристика, S-параметры, монолитный усилитель.

**The Manufacturing Techniques and Characteristics of Field-Effect Transistors
and Monolithic Schemes on the Gallium Arsenide for Magnetometric Sensors**

V. A. Yeliseev, V. P. Kobyakin, M. N. Smirnov, I. N. Yefremov

There are presented the results of researching of the main characteristics of field-effect transistors and monolithic integrated circuits, for using in the multifunctional magnetically controlled devices. There are formulated the main requirements for semiconducting elements based on the GaAs, considered the technological aspects of forming the channel of the field-effect transistor with Schottky gate, for achieve optimum electric characteristics.

Key words: field-effect transistor, monolithic integrated circuit, current-voltage characteristic, S-parameters, monolithic amplifier.

Одно из быстро развивающихся направлений создания современных СВЧ-изделий – это разработка многофункциональных управляющих устройств на основе феррит-транзисторных структур, предназначенных для генерации, усиления и преобразования СВЧ-сигналов в широком диапазоне частот и мощностей. Перспективность проводимых в этом направлении работ отражена в статьях [1, 2].

Практическая реализация таких устройств предъявляет высокие требования к активным элементам: полевым транзисторам и монолитным интегральным схемам (ПТ и МИС).

Несмотря на то что конструкция и технология изготовления ПТ на GaAs с барьером Шоттки считается отработанной до стадии производства, проблеме повышения удельной выходной мощности и пробивных напряжений ПТ посвящено много публикаций, например [3]. Однако приведенные в этих работах способы достижения предельных параметров ПТ являются трудоемкими и плохо воспроизводимыми.

В данной работе описаны конструкция и технология изготовления ПТ и МИС, предназначенных для использования в схемах с планарными магнитоэлектронными элементами связи.

Предлагаются простые технологические решения повышения удельной выходной мощности и пробивных напряжений ПТ. Спроектированы и изготовлены штырьевые ПТ с шириной затвора 300 мкм (для работы на частотах до 18 ГГц) и 5000 мкм (для получения выходной мощности более 2 Вт на частотах до 3 ГГц), а также спроектирован и изготовлен монолитный усилитель с высоким коэффициентом усиления, с низким КСВН входа и выхода и малым током потребления, работающий в диапазоне частот от 1,5 до 4,5 ГГц.

Топология ПТ представлена на рис. 1. Структура канала разработанных ПТ – на рис. 2.

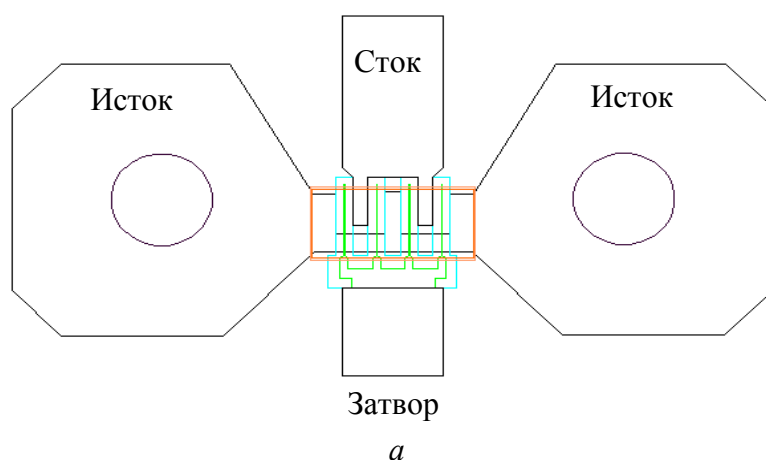


Рис. 1. Топология ПТ с шириной затвора: *a* – 300 мкм

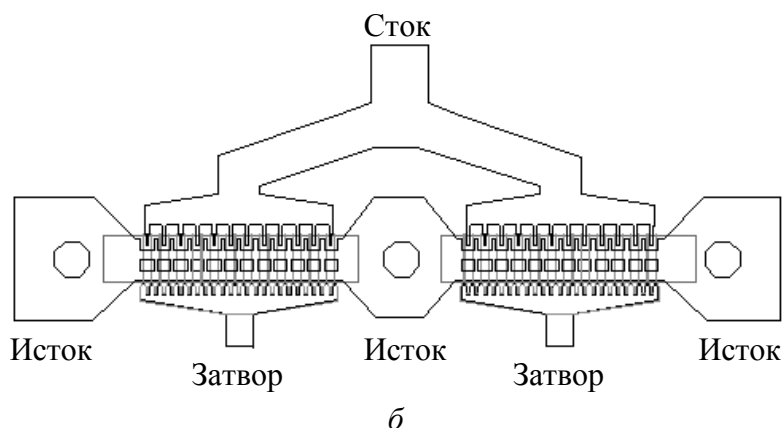


Рис. 1. Топология ПТ с шириной затвора: *б* – 5000 мкм

Как видно, затвор смещен в сторону истока. Одновременно с этим двойное углубление затвора позволяет сохранить высокую крутизну ПТ при достаточных пробивных напряжениях. Достижению этого способствует также выбор ориентации меза-структуры таким образом, чтобы сформировать пологие стенки углубления канала.

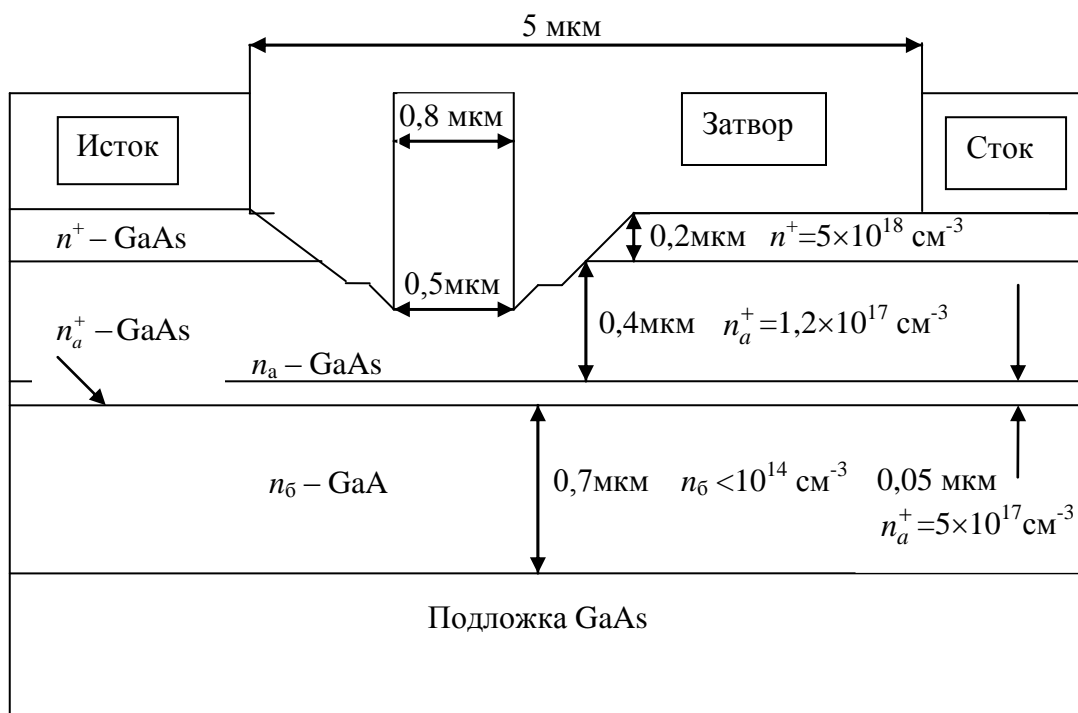


Рис. 2. Структура канала полевого транзистора

Для обеспечения высокой межэлементной изоляции и снижения токов утечек активные области ПТ формировались путем двойного мезатравления и 4-стадийной протонной бомбардировки. Для получения высокой удельной выходной мощности ($> 0,5$ Вт/мм) при КПД $> 40\%$, повышения пробивных напряжений до 20 В при изготовлении ПТ применены структуры арсенида галлия типа $n^+ - (n_a - n_a^+) - n_\delta$.

Технологический маршрут изготовления ПТ и МИС на их основе включает в себя следующие этапы.

1. Формирование активных областей будущих ПТ и полупроводниковых резисторов, травление меза-структур с последующей протонной бомбардировкой через массу фоторезиста.

2. Низкотемпературное нанесение пленки SiO_2 , служащей в дальнейшем в качестве маскирующего слоя при формировании электродов ПТ.

3. Формирование омических контактов ПТ. Одновременно с этим на поверхности кристалла формируются площадки для заземления истоков через сквозные металлизированные отверстия и контактные площадки полупроводниковых резисторов.

4. Формирование затворной маски, травление углубления под затвор, напыление затворной металлизации. В этом же процессе формируются нижние обкладки МДМ-конденсаторов и металлизация 1-го уровня, а также пленочные Ti-резисторы.

5. Пассивация активной области ПТ, формирование резисторов смещения, нанесение диэлектрика для МДМ-конденсаторов.

6. Ограничение диэлектрика МДМ-конденсаторов. Нанесение и термообработка подмостового диэлектрика.

7. Формирование металлизации 2-го уровня: ФЛГ, напыление, гальваническое наращивание, травление.

8. Утончение пластин, формирование сквозных металлизированных отверстий. Разделение пластины на кристаллы. Разбраковка и измерение параметров.

Результаты измерений параметров изготовленных дискретных ПТ в режиме двустороннего согласования приведены в таблице.

Параметры дискретных ПТ в режиме двустороннего согласования

Тип ПТ	f , ГГц	U_c , В	$I_{\text{раб}}$, мА	$K_{\text{ус}}$, дБ	$P_{\text{вых}}$, мВт
ПТ-300	12	7	40	9	160
ПТ-300	18	7	40	8	122
ПТ-5000	1	8	610	9	2500
ПТ-5000	3	8	610	8	2200

По измеренным вольт-амперным характеристикам и малосигнальным S-параметрам изготовленных ПТ с шириной затвора 300 мкм построена эквивалентная схема транзистора (рис. 3), положенная в основу расчета монолитного усилителя в диапазоне частот от 1,5 до 4,5 ГГц. Методика измерений S-параметров и получения модели ПТ описана в работах ФГУП «ЦНИРТИ» (г. Москва).

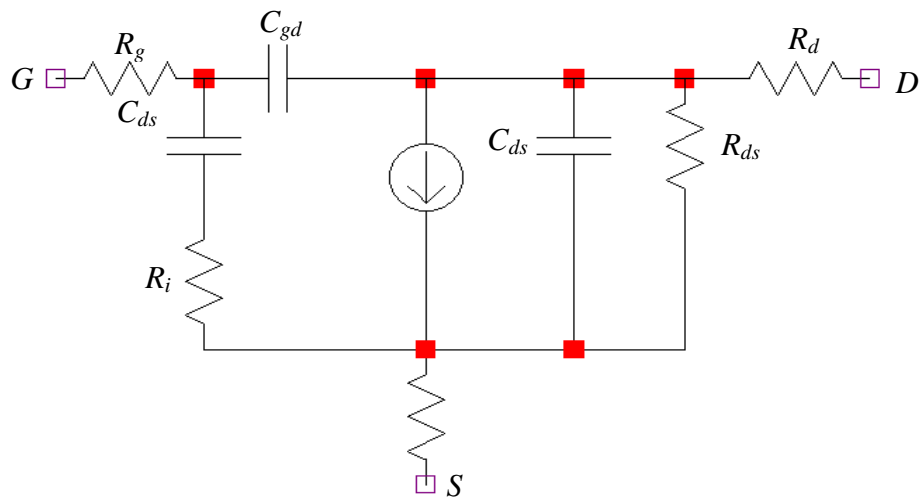


Рис. 3. Эквивалентная схема полевого транзистора с шириной затвора 300 мкм ($C_{gs} = 0,35$ пФ, $C_{gd} = 0,04$ пФ, $C_{ds} = 0,1$ пФ, $R_i = 8$ Ом, $R_g = 2,5$ Ом, $R_s = 3$ Ом, $R_{ds} = 3$ Ом, $G = 21,8$ мСм, $T = 5,2$ пс)

Параметры модели ПТ исследовались в режимах: $U_{ds} \approx 5 \div 7$ В, $U_{gs} \approx -1,7$ В. Расчет усилителя проводился с использованием САПР. Электрическая схема и топология разработанного усилителя приведены на рис. 4, 5.

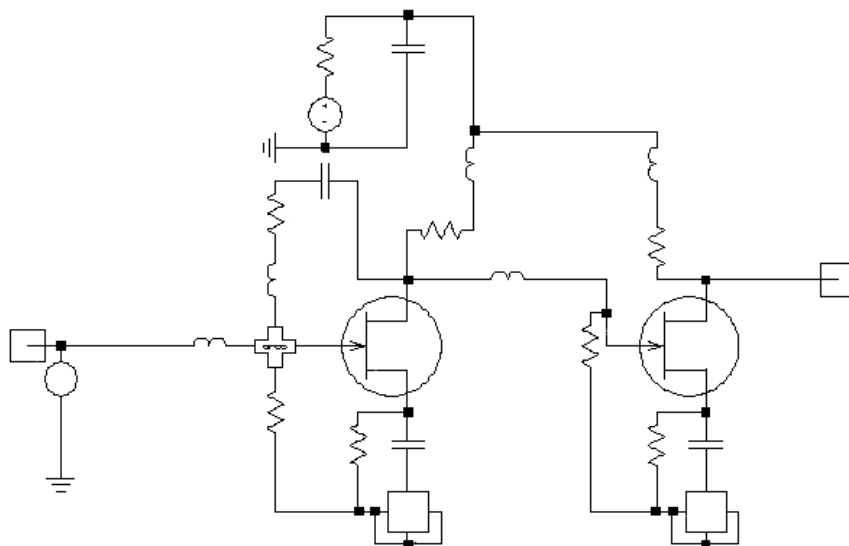


Рис. 4. Электрическая схема монолитного усилителя

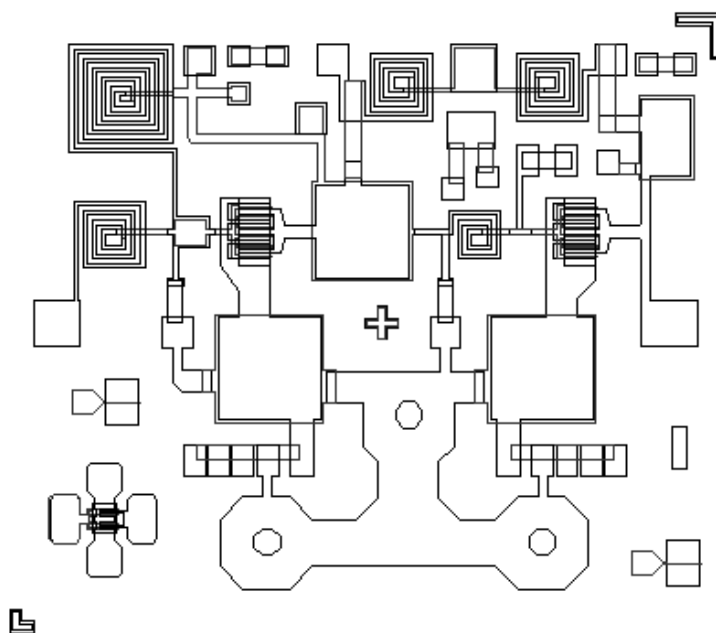


Рис. 5. Топология монолитного усилителя

Для обеспечения усиления не менее 12 дБ в диапазоне частот от 1,5 до 4,5 ГГц выбрана двухкаскадная схема усилителя с отрицательной обратной связью. Исходя из требований к крутизне ПТ усилителя, ширина затвора ПТ входного каскада выбрана 1,0 мм, а выходного – 0,8 мм.

Типовые характеристики изготовленных МИС в диапазоне от 1,5 до 4,5 ГГц представлены на рис 6, 7.

Выходная мощность монолитного усилителя не менее 25 мВт при токе потребления от 45 до 55 мА. Неравномерность коэффициента усиления в диапазоне частот от 1 до 4,5 ГГц составляет не более $\pm 0,8$ дБ.

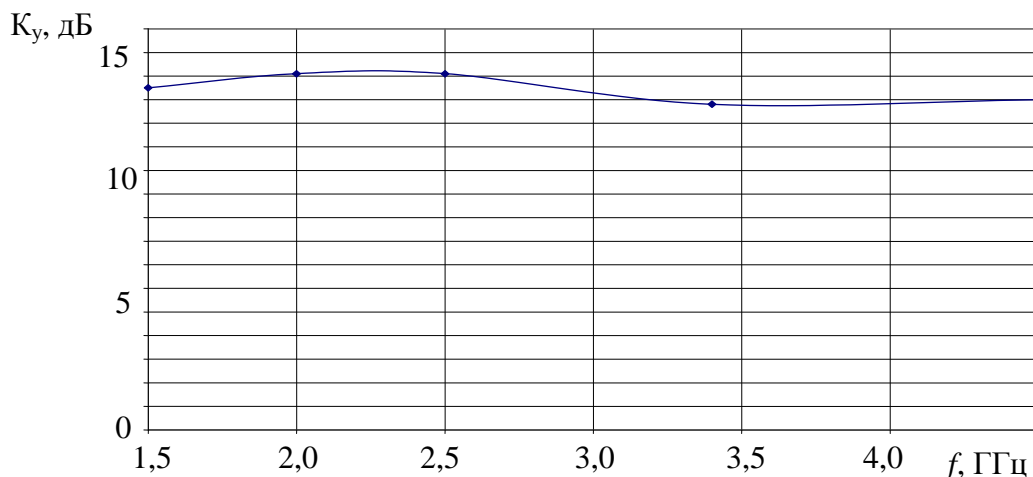


Рис. 6. Типовая зависимость коэффициента усиления монолитного усилителя от частоты

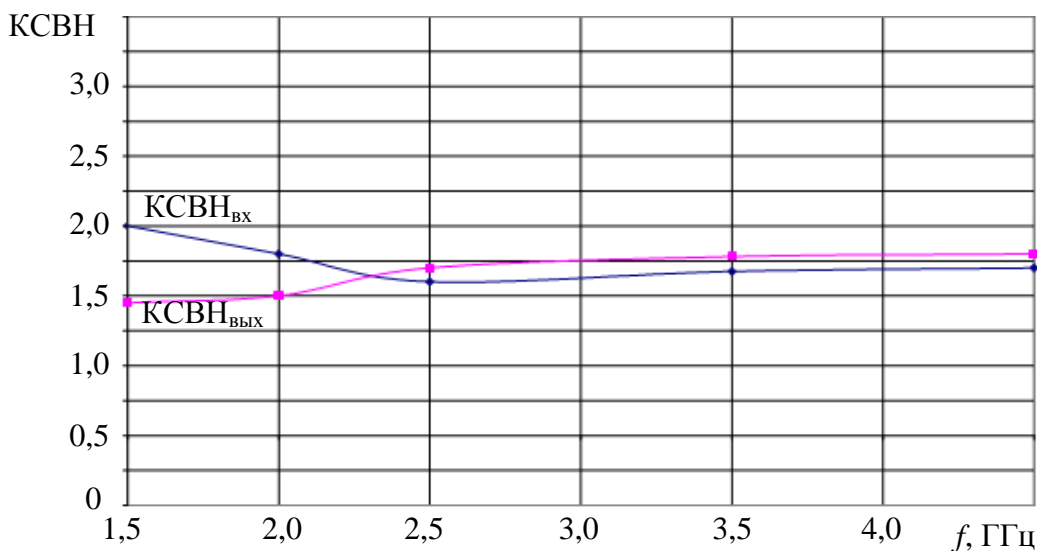


Рис. 7. Типовые зависимости $K_{СВН_{вх}}$ и $K_{СВН_{вых}}$ от частоты для монолитного усилителя

Достигнутые параметры и конструктивно-технологические решения позволяют успешно использовать изготовленные ПТ и МИС в сочетании с микрополосковыми магнитоэлектронными элементами связи при создании multifunctional устройств, предназначенных для усиления и генерации сигналов.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Солопов А. А.* Гетеромагнитная микроэлектроника за 2000–2002 гг. Многофункциональная генерация. Усиление. Магниточувствительные режимы // Гетеромагнитная микроэлектроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1.
2. *Игнатьев А. А.* Экспериментальное исследование сигналов в генераторах с гетеромагнитными структурами // Электронные приборы и устройства СВЧ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2003. Вып. 1.
3. *Itoh et al Y.* // IEEE Microwave and Guided Wave Letters. 1995. Vol. 5, № 12. December. P. 454–456.

**ПРИКЛАДНЫЕ АСПЕКТЫ
(СИНТЕЗ ЧАСТОТ, УСИЛЕНИЕ, МАГНИТОМЕТРИЯ, ГЕНЕРАЦИЯ)**

УДК 537.635, 537.622.6, 621.373

**ОСОБЕННОСТИ ПОВЕДЕНИЯ ФЕРРИТОВЫХ СТРУКТУР
В РЕЖИМЕ НЕЛИНЕЙНОГО ФЕРРОМАГНИТНОГО РЕЗОНАНСА**

В. В. Гурзо, А. А. Игнатьев

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

Приведены результаты экспериментального исследования особенностей ферромагнитного резонанса в ферритах при возникновении нелинейностей первого и второго порядка, позволяющие реализовать в одном СВЧ-генераторе монохроматический, автомодуляционный, многочастотный и шумоподобные режимы работы.

Ключевые слова: феррит, нелинейный ферромагнитный резонанс.

**The Behavior Features of Ferrite Structures
in the Nonlinear Ferromagnetic Resonance Mode**

V. V. Gurzo, A. A. Ignatiev

There are presented the results of experimental researching of the ferromagnetic resonance features in ferrites in the event of the first and second order non-linearity, which allow to realize monochromatic, auto-modulation, multi-frequency and noise modes in one SHF generator.

Key words: ferrite, nonlinear ferromagnetic resonance.

Теоретические и экспериментальные исследования поведения магнитодиэлектриков в режиме ферромагнитного резонанса, в том числе и нелинейного, достаточно полно представлены в работах [1, 2, 3]. На основе этих исследований созданы СВЧ-устройства, работающие в различных диапазонах длин волн. Это – ограничители ВЧ-мощности, шумоподавители, режекторные и полосно-пропускающие фильтры, фазовращатели и, естественно, управляемые магнитным полем генерирующие устройства. По-

следние, как правило, являются типично нелинейными системами, и в них наиболее полно могут быть обнаружены различные возможности, реализуемые режимом нелинейного ферромагнитного резонанса (НФМР): генерация регулярного сигнала, генерация пакета эквидистантных по частоте сигналов и шумоподобных сигналов различной полосы частот, гармоник регулярного сигнала, частот смещения и т. п. В настоящем исследовании делается попытка систематизации результатов, отмеченных выше теоретических и экспериментальных работ, для обоснования условий реализации перечисленных выше режимов.

Особенности нелинейных процессов в ферромагнетиках

По терминологии, данной в [1], различают 3 вида нелинейных процессов, зависящих от уровня подводимой ВЧ-мощности. Они, в свою очередь, обусловлены нелинейностями первого и второго порядка переменной намагниченности.

а) Режим совпадения основного и дополнительного резонансов

При ферромагнитном резонансе (ФМР) в насыщенном ферромагнетике имеет место однородная прецессия магнитных диполей, при которой происходит переход энергии к отдельным группам спиновых волн. Он становится наиболее интенсивным при достижении возбуждающего прецессию ВЧ-магнитного поля критического значения $h_{\delta\delta}$. Прецессия перестает увеличиваться и наступает насыщение основного резонанса, а ВЧ-магнитная проницаемость уменьшается [1, 3]. Это – эффект нелинейности первого порядка, при котором возбуждаются спиновые волны с частотой $\frac{f_0}{2}$, где f_0 – частота ФМР.

Другая трактовка этого эффекта – параметрическое возбуждение спиновых волн указанной частоты, при котором f_0 – частота накачки, с которой меняется магнитная проницаемость, МГц. Режим совпадения основного и дополнительного резонансов имеет очень низкий порог насыщения – порядка нескольких микроватт для монокристаллов железо-иттриевого граната (ЖИГ). Дополнительный резонанс в описываемом режиме совпадает по магнитному полю с основным, так как является нелинейным (параметрическим) эффектом первого порядка и характеризует связь между спиновыми волнами и амплитудой однородной прецессии [1]. Он превалирует в этом режиме и обеспечивает низкий уровень пороговой мощности. Для сферических образцов монокристаллов ЖИГ диапазон частот, в котором реализуется этот режим, определен в [1] как

$$\gamma \frac{1}{3} 4\pi M_s < f_0 < \gamma \frac{2}{3} 4\pi M_s, \quad (1)$$

где M_s – намагниченность насыщения феррита, мТл; $\gamma = 28 \frac{\text{Гс}}{\text{Оэ}}$ – гиромагнитное отношение.

б) Режим работы при насыщении основного резонанса

Насыщение основного резонанса является нелинейным эффектом второго порядка. При этом амплитуда спиновых волн пропорциональна квадрату амплитуды однородной прецессии вектора намагниченности [1]. Прецессия намагниченности связана с вырожденными спиновыми волнами на частоте $f_{\varepsilon} = f_0$, в то время как в режиме *а)* эта связь (первого порядка) реализуется на $f_{\varepsilon} = \frac{f_0}{2}$, где f_{ε} – частота возбуждения спиновой волны. Режим *б)* имеет место при

$$f_0 > 28 \cdot \frac{2}{3} 4\pi M_s. \quad (2)$$

Пороговый уровень (насыщение) по ВЧ-мощности почти на 4 порядка выше и составляет единицы и десятки мВт.

При дальнейшем увеличении ВЧ-мощности, если выполняется условие (2), имеет место ограничение по дополнительному резонансу (при $B < B_0$). В этом случае воздействие на однородную прецессию значительно меньше, чем в режимах *а)* и *б)*, и ограничение по частоте ФМР (f_0) наступит при ВЧ-мощности, составляющей десятки и сотни ватт. Этот режим, как и режим *б)*, является нелинейным режимом второго порядка. Условие возникновения дополнительного резонанса [1]

$$f_0 < f_{\varepsilon} + \frac{1}{3} \cdot 28\pi M_s, \quad (3)$$

где $f_{\varepsilon} = \frac{f_0}{2}$, f_0 – частота ФМР при данном магнитном поле $H_{\text{вн}}$.

Таким образом, выбор частоты ФМР, намагниченности насыщения M_s позволяют реализовывать различные уровни насыщения по ВЧ-мощности в феррите и применительно к схемам генераторов реализовать различные режимы генерации, отмеченные в начале раздела.

Особенности ферромагнитного резонанса с нелинейностью первого порядка

В соответствии с [1, 3] можно утверждать, что средний по объему магнитный момент кристалла ферромагнетика при параметрическом возбуждении несколько изменяется. Это изменение имеет место даже в сферически малом объеме. Изменения магнитного момента (по величине и направлению) пропорциональны изменениям ширины линии поглощения и амплитуды поля накачки. Таким образом, состояние ферромагнетика за порогом возбуждения зависит от механизма релаксации магнитного момента. Особую роль при этом играют времена релаксации T_1 и T_2 (в форме диссипативного члена Блоха–Бломбергена [1]), где T_1 – время "продольной" релаксации (компоненты намагниченности, параллельной постоянно-

му магнитному полю), T_2 – результирующее время "поперечной" релаксации (компоненты намагниченности, перпендикулярной постоянному магнитному полю). В режимах, когда ВЧ-магнитное поле превышает пороговое значение, возникают периодические колебания вектора намагниченности образца в целом (коллективные колебания) с частотой $\Omega \ll f_0$ – процесс автомодуляции [3] колебаний на частоте ФМР. В одноволновом приближении в [3] рассчитана частота этих медленных колебаний вектора намагниченности

$$\Omega = \frac{2}{T_2} \sqrt{\frac{\left(\frac{h}{h_{\text{нд}}}\right)^2 - 1}{1 + 2\frac{T_1}{T_2}}}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что частота Ω определяется и величиной превышения ВЧ-магнитного поля над пороговым его значением, и временами релаксации T_1 и T_2 , которые зависят от температуры, степени обработки поверхности образца феррита, однородности структуры и ряда других, менее значимых факторов [1, 3].

Неустойчивость нелинейного ферромагнитного резонанса характеризуется спектром частот (сателлитами) относительно основной линии параметрического возбуждения спиновых волн на частоте $\frac{f_0}{2}$ на расстоянии $n\Omega$ от нее ($n = \pm 1, 2, \dots$). В связи с этим следует ожидать появления спектра частотной модуляции и на частоте ФМР – f_0 . Так как последняя является частотой накачки для спиновой волны ($f_e = \frac{f_0}{2}$), то сателлиты в этом случае следует ожидать на расстояниях $2hf_0$ от основной линии (частоты) ФМР.

Экспериментальные наблюдения явления нелинейного ферромагнитного резонанса

Исследовалась линия передачи (полосно-пропускающий гиромагнитный фильтр) со сферическими образцами (диаметр сфер 0,4 мм) монокристалла ЖИГ ($4\pi M_s = 175$ мТл) (рис. 1). Фильтр имел два звена, содержащих ферритовые сферы, для увеличения пороговой ВЧ-мощности.

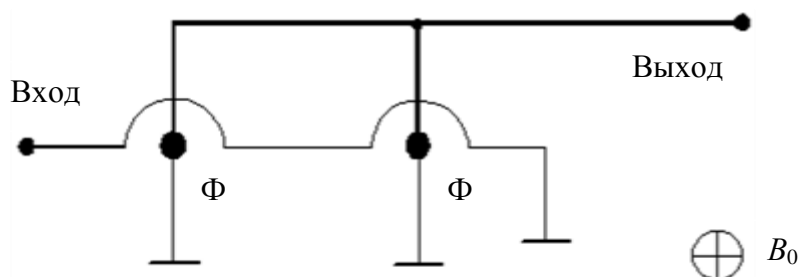


Рис. 1. Схема полосно-пропускающего фильтра на ФМР с двумя сферами ЖИГ (диаметр сфер 0,4 мм)

С увеличением ВЧ-мощности на частоте ферромагнитного резонанса на анализаторе спектра вблизи основной частоты резонанса возникают боковые частоты (сателлиты), расстояние между которыми увеличивается с ростом ВЧ-мощности. Было обнаружено влияние изменения постоянного магнитного поля на амплитуды боковых частот и расстояние между ними Ω (рис. 2).

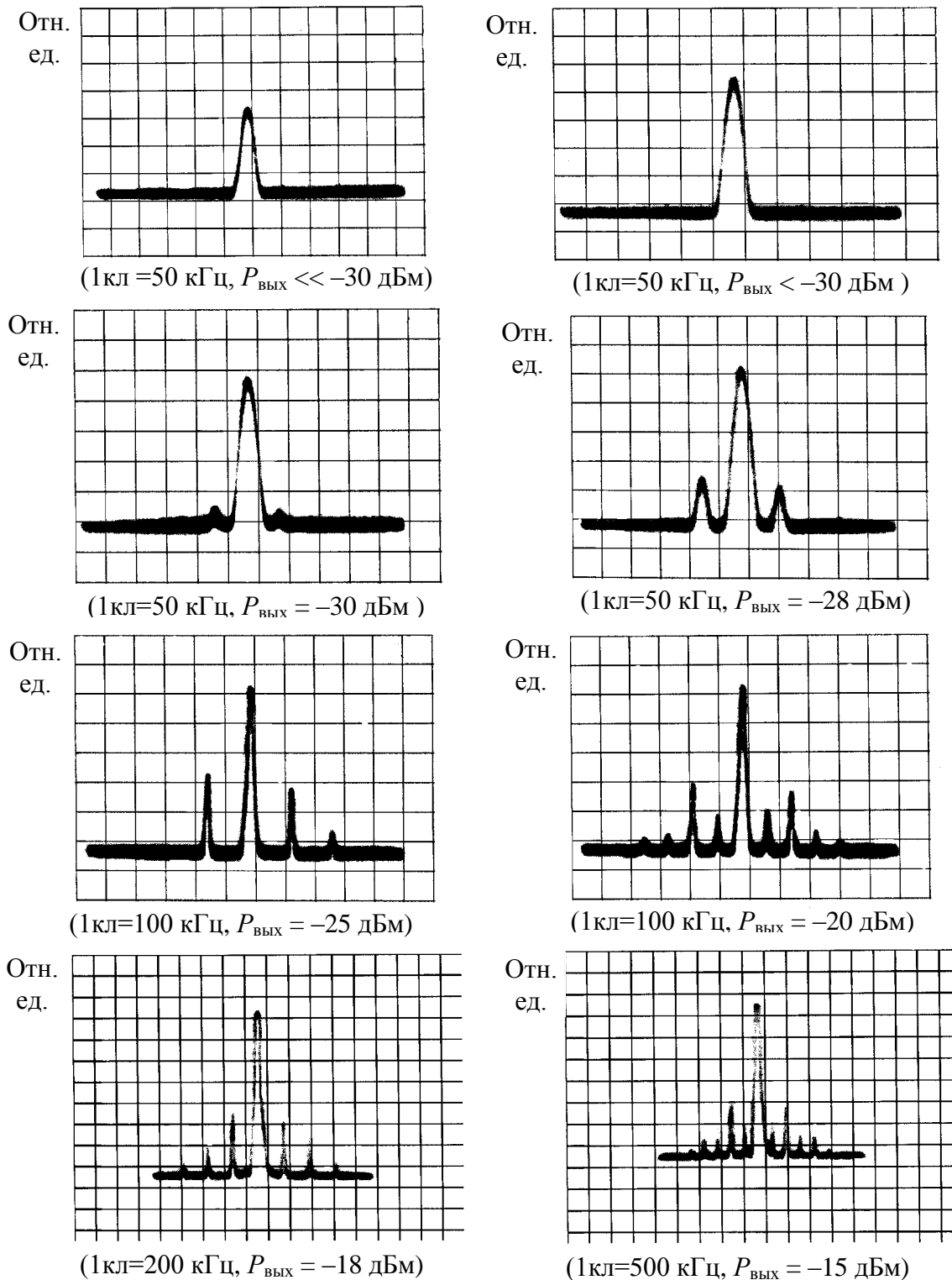


Рис. 2. Развитие спектра выходного сигнала в фильтре с увеличением выходной ВЧ-мощности (2 сферы, $4\pi M_s = 175$ мГл, $f = 3040$ МГц)

Экспериментальное наблюдение нелинейного ФМР имело место до частоты 3450 МГц, что подтверждает наличие верхней границы параметрического возбуждения спиновых волн для сферического монокристалла ЖИГ вблизи частоты 3300 МГц ($4\pi M_s = 175\text{мТл}$), рассчитанное в [1].

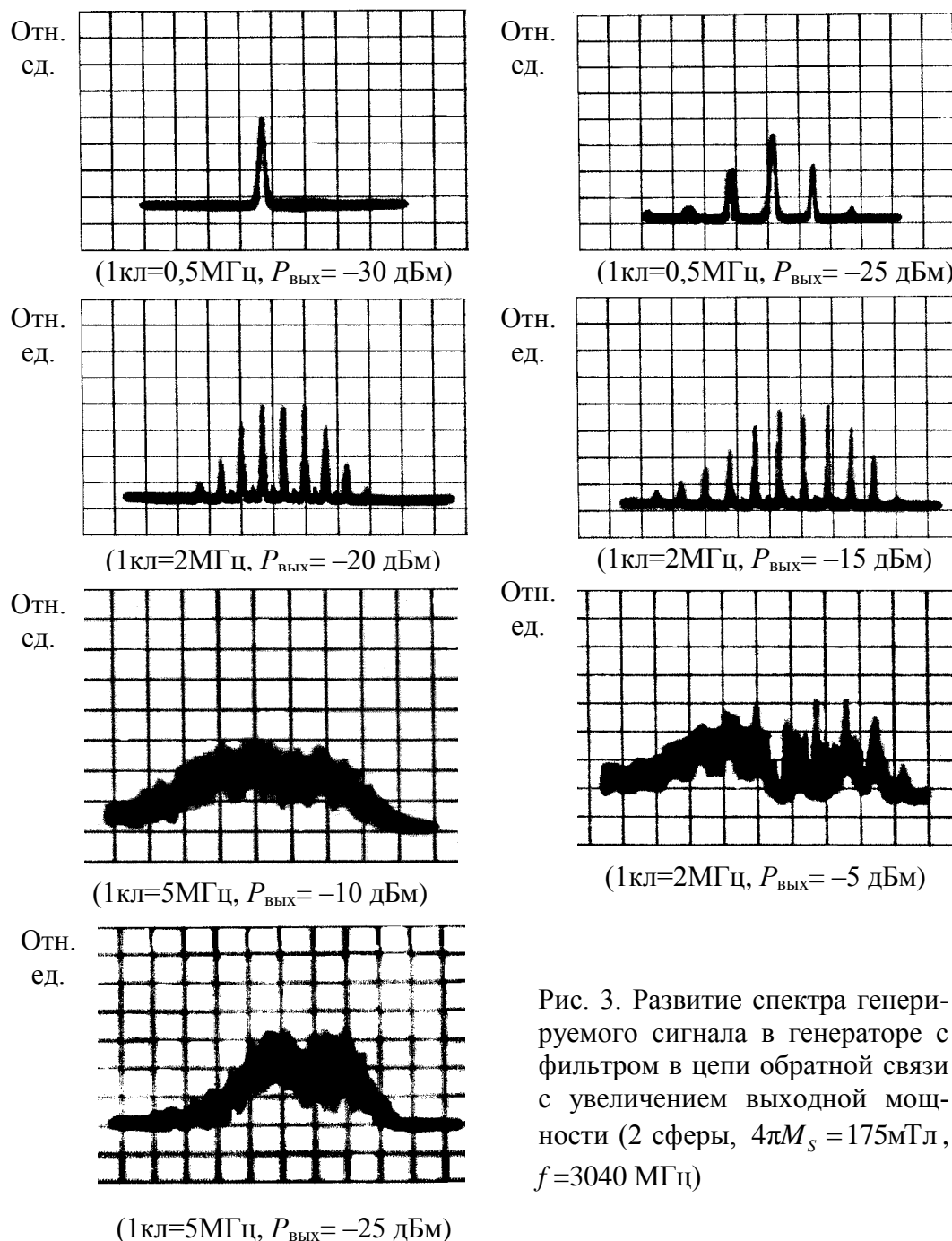


Рис. 3. Развитие спектра генерируемого сигнала в генераторе с фильтром в цепи обратной связи с увеличением выходной мощности (2 сферы, $4\pi M_s = 175\text{мТл}$, $f = 3040\text{ МГц}$)

Автомодуляция при ФМР имела место до уровня входной ВЧ-мощности от 3 до 4 мВт. С увеличением мощности боковые частоты пропадают и реализуется режим ограничения мощности вследствие интенсивного возбуждения спиновых волн. Можно предположить, что при больших значениях входной ВЧ-мощности автомодуляция исчезает из-за тепловых

колебаний кристаллической решетки вследствие передачи ей мощности спиновых волн.

В режиме смещения частоты задающего генератора f_0 и частоты от дополнительного генератора вблизи частоты $|f_0 - f_n|$ наблюдается спектр частот $n\Omega$ (рис. 3), соответствующий спектру высоких частот на рис. 2.

Видно, частота автомодуляции, как и предсказывается формулой (4), имеет порядок от 100 до 400 кГц при ФМР на частоте 3040 МГц.

Генерирование ВЧ-колебаний при подключении в цепь обратной связи полосно-пропускающего фильтра в режиме НФМР

В работе [2] приведены экспериментальные данные по переходу к хаосу в параметрической системе с нелинейным ферритовым резонатором в цепи обратной связи усилителя. Подобная система может являться генератором ВЧ-колебаний и при выполнении амплитудных и фазовых условий обеспечивает возбуждение стационарных колебаний в полосе частот полосно-пропускающего фильтра на ФМР. Если же реализуется нелинейный ФМР, то и выходной сигнал генератора должен содержать спектр частот, характерный для этого режима работы фильтра.

Как отмечалось выше, для сферического монокристалла ЖИГ диапазон частот параметрического возбуждения спиновых волн ($\frac{1}{3}\gamma 4\pi M_s < f_0 < \frac{2}{3}\gamma 4\pi M_s$) составляет от 1630 до 3260 МГц. В экспериментальном макете генератора ВЧ-колебаний, состоящего из усилителя диапазона 3 ГГц, в цепь обратной связи которого включался полосно-пропускающий фильтр, содержащий два сферических образца монокристалла ЖИГ диаметром 0,4 мм, были получены аналогичные [2] спектры частот. При достижении пороговой мощности на выходе фильтра стационарные колебания генератора превращаются в периодические многочастотные колебания. При дальнейшем увеличении мощности генератора расширяются полосы каждой спектральной составляющей, и происходит их слияние и образование шумоподобного сигнала в полосе частот $f_0 \pm n\Omega$, где Ω – частота коллективных колебаний (частота автомодуляции) намагниченности [2, 3].

На рис. 3, 4 показаны спектры колебаний при увеличении мощности генератора. Отметим, что подобное [2] развитие спектров колебаний обнаруживается при некоторой расстройке от основной частоты ФМР.

На основной же частоте имеет место иное развитие спектров: сначала сигнал шумоподобный, затем многочастотные колебания становятся периодическими, снова шумоподобный сигнал, и опять – периодические многочастотные колебания. Таким образом, картина развития спектра во многом непредсказуема.

Как предполагается, это может быть связано с тем, что мощность генератора изменялась путем изменения питающего напряжения усилителя,

то есть изменялась рабочая точка, в связи с чем происходил переход от периодичности к стохастичности спектра выходного сигнала.

Перестройка частоты генератора магнитным полем обнаруживает отсутствие отмеченных эффектов (многочастотности и стохастичности спектров) выше частоты $f_0 = 3400$ МГц, что полностью подтверждает теоретическое предсказанное в [1, 3] представление о нелинейности первого порядка при ФМР в режиме совпадения основного и дополнительного резонансов.

Выше частоты $f_0 = 3400$ МГц уже работает нелинейный механизм второго порядка, при котором [1] пороговый уровень мощности на 4 порядка выше, чем при нелинейности первого порядка, и возбуждение спиновых волн практически не влияет на основной ФМР. Генерируемый сигнал не имеет поэтому сателлитов, и частота генерации определяется обычным условием ФМР.

При использовании в цепи обратной связи полосно-пропускающего фильтра со сферическими образцами ЖИГ с меньшей намагниченностью насыщения (ЖИГ-сфера: $KГ-65,4 \pi M_s = 81,6$ мТл) область параметрической неустойчивости НФМР смещается в сторону меньших частот

$$\frac{1}{3} \gamma \pi M_s < f_0 < \frac{2}{3} \gamma 4 \pi M_s \rightarrow 761 \text{ МГц} < f_0 < 1522 \text{ МГц}.$$

Как видно из рис. 4, характер перехода от монохроматического к многочастотному, а затем и к шумовому сигналу сохраняется (см. рис. 3), но частотный интервал между сателлитами становится значительно шире. В [1, 3] это связывается с большим количеством быстрорелаксирующих ионов немагнитных примесей в образцах с меньшей намагниченностью насыщения по сравнению с монокристаллами ЖИГ, что приводит к изменению (уменьшению) времен релаксации T_1 и T_2 и, в соответствии с (4), к увеличению частоты автомодуляции Ω .

Подобные картины развития спектров при генерации с использованием образцов ЖИГ с еще меньшей намагниченностью насыщения ($KГ-35,4 \pi M_s = 44$ мТл) имели место на частотах 440, 660 МГц. Во всех отмеченных случаях эффект параметрической неустойчивости имел место

до частот $\frac{2}{3} \gamma 4 \pi M_s$. Для частот, больших указанных, генерация была монохроматической, сателлиты отсутствовали. Как и предполагалось, при наличии автомодуляции имеет место спектр регулярных сигналов. Вместе с тем при некоторых уровнях ВЧ-мощности и подстройке постоянного магнитного поля регулярный спектр разваливается, и образуется шумоподобная картина вблизи основной частоты ФМР. Эти процессы носят бифуркационный характер, что свидетельствует о многоволновом механизме параметрического возбуждения спиновых волн и подтверждает теоретические оценки в [3].

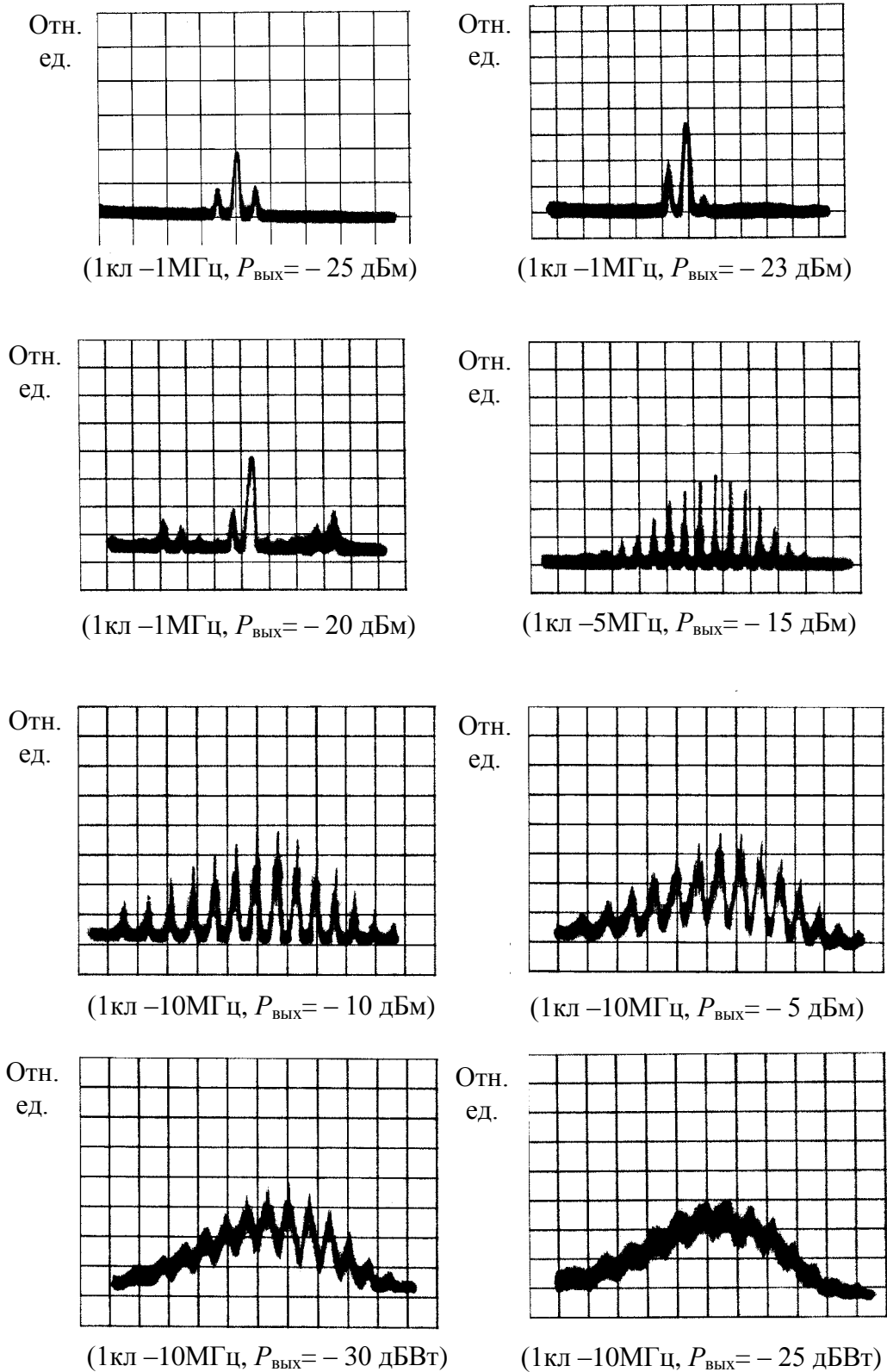


Рис. 4. Развитие спектра генерируемого сигнала в генераторе с фильтром в цепи обратной связи с увеличением выходной мощности (2 сферы, $4\pi M_s = 81,6$ мТл, $f = 1180$ МГц)

ФМР при повышенных уровнях ВЧ-мощности в режиме насыщения основного резонанса

Для изучения возможностей использования ферромагнетиков при повышенных уровнях ВЧ-мощности исследовались ЖИГ-сферы, легированные редкоземельными элементами, с намагниченностью насыщения $4\pi M_s = 80$ мТл в режиме насыщения основного резонанса. Если в полосно-пропускающем фильтре с монокристаллом ЖИГ ($4\pi M_s = 175$ мТл) в режиме совпадения основного и дополнительного резонансов [1] пороговая мощность и соответственно уровень ограничения составил 0,1 мВт, то в режиме ограничения основного резонанса на частотах до 3 ГГц для образца с ($4\pi M_s = 80$ мТл) в полосно-пропускающем фильтре уровень насыщения по ВЧ-мощности составил более 40 мВт (рис. 5, 6), а в фильтре с двумя образцами уровень насыщения достигал 80 мВт выходной мощности, потери передачи в фильтре составляли от -3 до -4 дБ (рис. 6). При этом спектр выходного сигнала не содержал сателлитов и определялся обычным условием основного ферромагнитного резонанса. В развитие исследований по НФМР в режиме ограничения основного резонанса была экспериментально реализована кольцевая схема генератора, включавшая усилитель на уровне мощности до одного ватта с коэффициентом усиления 10 дБ в диапазоне 7 ГГц и полосно-пропускающий фильтр с двумя сферическими образцами монокристалла ЖИГ. Выходная мощность генератора составила 250 мВт и перестраивалась магнитным полем в полосе от 200 до 300 МГц. Спектр выходного сигнала определялся, как и предполагалось, условиями основного ФМР.

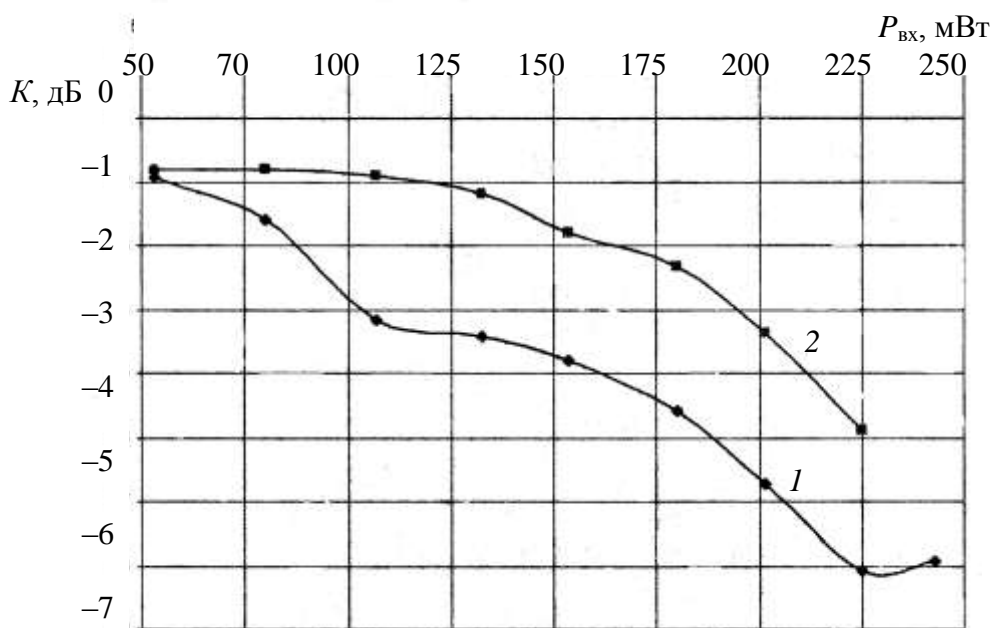


Рис. 5. Потери передачи в полосно-пропускающих фильтрах от уровня входной ВЧ-мощности (1 – фильтр с одной сферой; 2 – фильтр с двумя сферами КГ-65, $f=3000$ МГц)

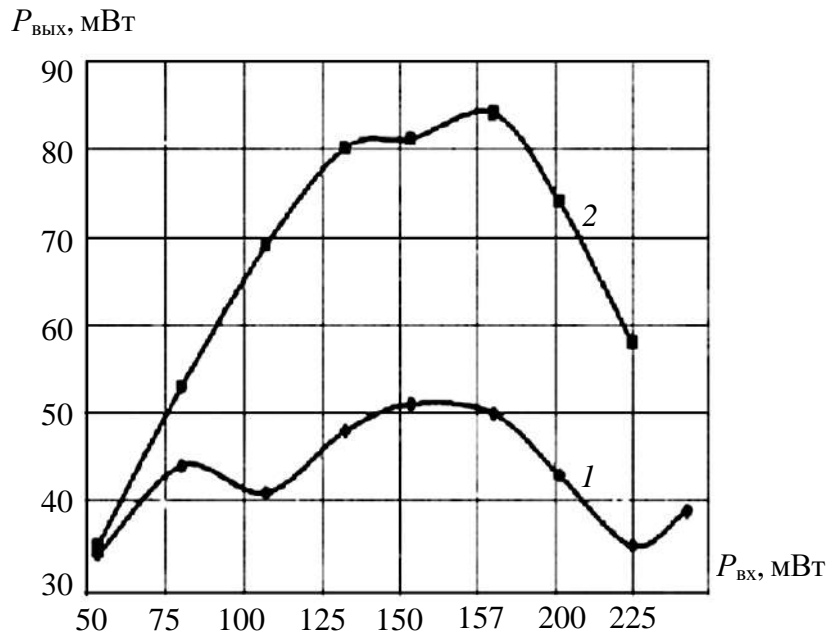


Рис. 6. Амплитудные характеристики усилителя с гиромагнитным фильтром на выходе связи (1 – фильтр с одной сферой, 2 – фильтр с двумя сферами КГ-65, $f = 3000$ МГц)

Результаты проведенных экспериментальных исследований нелинейного ФМР показывают:

В различных диапазонах длин волн нелинейность первого порядка (интенсивное возбуждение спиновых волн на половинной частоте ФМР) приводит при достижении уровня пороговой мощности к неустойчивости ФМР, что проявляется в возбуждении (наряду с основной частотой) спутников, отстоящих друг от друга на частоту $\Omega \ll f_0$ коллективных колебаний намагниченности, которые при дальнейшем увеличении ВЧ-мощности накачки превращаются в неперiodические, стохастические колебания. При этом процессе имеет место ограничение по мощности на уровне, не превышающем 1 мВт.

В режиме насыщения основного резонанса, когда частота ФМР $f_0 > \frac{2}{3} \gamma 4\pi M_s$, реализуется нелинейный ФМР второго порядка, при котором спиновые волны возбуждаются на основной частоте ФМР, и пороговый режим наступает при ВЧ-мощности на 3–4 порядка большей, чем при нелинейности первого порядка. В результате оказывается возможным использование полосно-пропускающих фильтров на ФМР для перестройки частоты в усилителях (для реализации необходимой узкой полосы частот при широкой АЧХ усилителя) и генераторах при уровнях ВЧ-мощности от 100 до 200 мВт.

В СВЧ-генераторах с широкой полосой перестройки частоты магнитным полем возникновение нелинейностей первого и второго порядка на ФМР позволяет реализовывать в одном приборе различные режимы работы: монохроматический, периодический многочастотный и шумоподобный.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Лакс Б., Баттон К. Сверхвысокочастотные ферриты и ферромагнетики. М. : Мир, 1965.
2. Калинин В. И., Залогин Н. Н., Мясин Е. А. Переход к хаосу в параметрической системе с нелинейным ферритовым резонатором и запаздыванием // Письма в ЖТФ, 1984. Т. 10, вып. 21.
3. Моносов Я. А. Нелинейный ферромагнитный резонанс. М. : Наука, 1971.

УДК 537.635, 537.622.6, 537.67, 621.373

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕКТОРНОГО МАГНИТОЭЛЕКТРОННОГО МАГНИТОМЕТРА ПОЛЕЙ

**А. А. Игнатьев, М. Н. Куликов, Ю. В. Норов,
Л. С. Сотов, Д. В. Тугушов**

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

Описаны принципы работы и экспериментальные характеристики магнитоэлектронного магнитометра для измерения магнитных полей, сравнимых с магнитным полем Земли.

Ключевые слова: магнитоэлектронный магнитометр, магнитное поле Земли.

Experimental Researching of the Vector Magnetolectron Weak Magnetic Fields Magnetometer

**A. A. Ignatiev, M. N. Kulikov, Y. V. Norov,
L. S. Sotov, D. V. Tugushov**

There are described the operation principles and experimental characteristics of the magnetolectron magnetometer designed for measuring of magnetic fields, comparable to the Earth's magnetic field.

Key words: magnetolectronic magnetometer, Earth magnetic field.

В работе [1] описан принцип работы и приведены результаты первых экспериментальных исследований нового типа магнитометра, представляющего собой СВЧ-автогенератор, в цепи обратной связи которого размещается магниточувствительный резонансный элемент, выполненный в виде сферы из железо-иттриевого граната (ЖИГ-сферы), находящейся в поле подмагничивания постоянного магнита. По аналогии с известными СВЧ-устройствами, использующими резонансные или волновые свойства структур из ЖИГ-материалов [2], предложенный магнитометр был назван магнитоэлектронным.

В первом приближении, когда индукция \bar{B} измеряемого магнитного поля (например, поля Земли) по величине много меньше индукции \bar{B}_0

магнитного поля подмагничивания, частота инерции датчика определяется выражением

$$f = \gamma(B_0 + \frac{\vec{A}\vec{A}_0}{\hat{A}_0}),$$

где γ постоянная, теоретическое значение которой составляет 28 Гц/нТл. Так как $\vec{B} \cdot \vec{B}_0 = B \cdot B_0 \cdot \cos\alpha$, где α – угол между векторами \vec{B} и \vec{B}_0 , то, вращая датчик в трёх взаимно-перпендикулярных плоскостях, можно из полученных счётов частоты генерации найти составляющие измеряемого магнитного поля B_x , B_y и B_z .

Исследуемый магнитометр был собран на базе двухкаскадного усилителя на полевых транзисторах, вход и выход которого соединены между собой через ЖИГ-резонатор. Принципиальная электрическая схема такого датчика со всеми его элементами представлена на рис. 1.

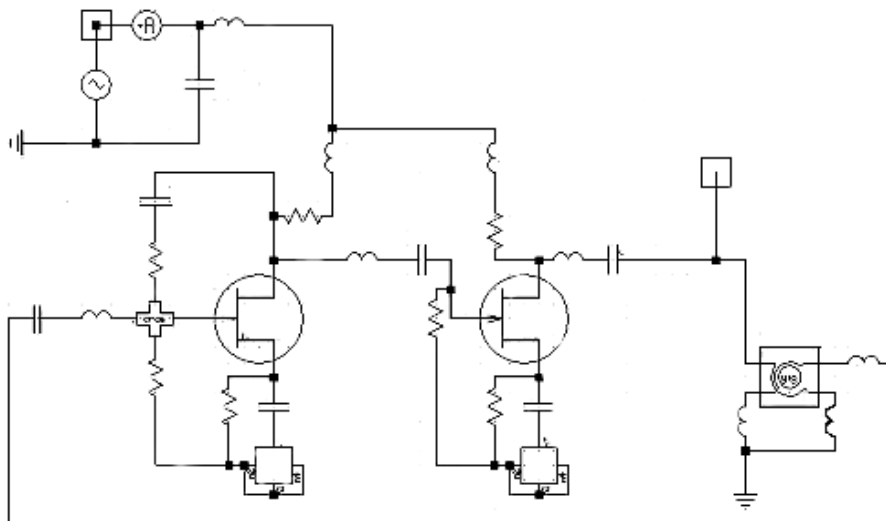


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема датчика на биполярных транзисторах

Электронная часть датчика крепится на поликорковой подложке толщиной 0,5 мм и размером 7,5×9,5 мм, которая припаивается к крепежной металлической плате толщиной 0,5 мм и размером 17×9,5 мм. Собственный объем электронной платы составляет 0,035 мм³. Крепежная плата закрепляется болтами М2 внутри латунного экранирующего корпуса с размерами 20×21×10,5 мм. В корпус вмонтирован постоянный магнит диаметром 5 мм и толщиной 2,5 мм, который на резьбе может смещаться в осевом направлении. При настройке датчика магнит перемещают таким образом, чтобы обеспечить устойчивый режим генерации.

Теоретические расчеты показали, что частота генерации подобной схемы не совпадает с частотой ферромагнитного резонанса (ФМР), хотя и близка к ней. Расчетная зависимость разности частоты генерации F и частоты ФМР $F_{\text{ФМР}}$ от напряжения питания U для различных полей подмагничивания (от 350 до 600 Э с шагом 50 Э, 1 Э = 10⁵ нТл) показана на рис. 2.

Из представленных зависимостей видно, что совпадение частоты генерации и ФМР можно достичь лишь при одном значении магнитного поля и в узком диапазоне изменения напряжения питания транзисторов. Все это приводит к тому, что зависимость частоты генерации датчика от магнитного поля перестает быть строго линейной, а дифференциальная крутизна перестройки $\gamma = dF/dB$ становится функцией магнитного поля. Отличие частоты генерации автогенератора с ЖИГ-резонатором от частоты ФМР может быть связано с наличием реактивных составляющих сопротивления транзистора и реактивности элемента связи.

Все параметры магнитометрического датчика можно разделить на три группы:

- магниточувствительные, характеризующие степень преобразования параметров измеряемого магнитного поля в частоту сигнала-отклика, ошибки определения величины и направления вектора измеряемого магнитного поля и т.д.;
- электрические, характеризующие электрический режим работы датчика;
- эксплуатационные, определяющие условия эксплуатации датчика в реальной системе.

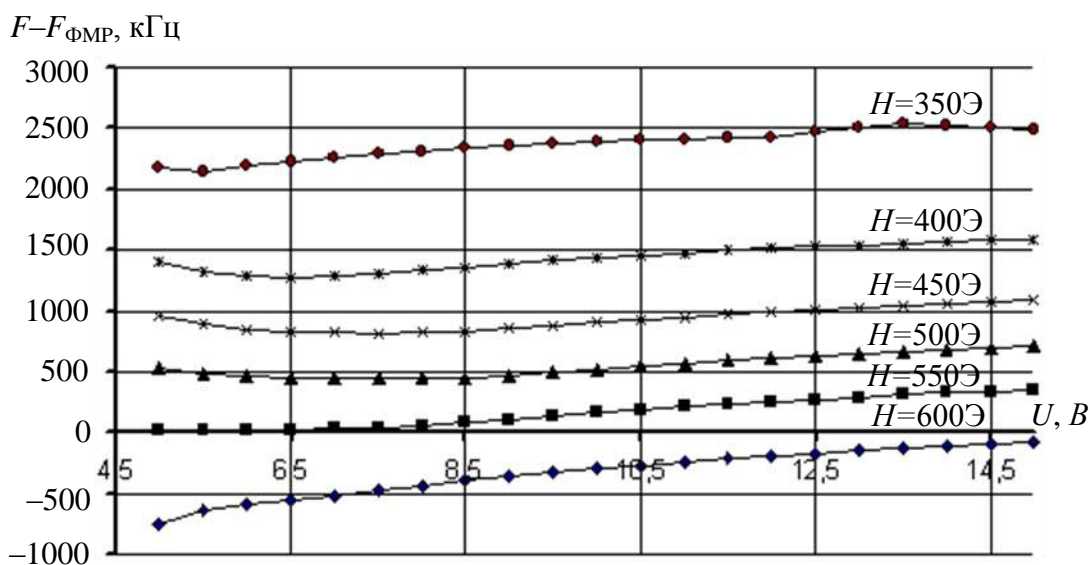


Рис. 2. Расчетная зависимость разности частоты генерации и частоты ФМР от напряжения питания для различных полей подмагничивания

В соответствии с этим созданный магнитометрический датчик можно характеризовать следующей системой параметров:

а) Магниточувствительные параметры:

1) $\gamma = \frac{\Delta f}{\Delta B}$ – чувствительность датчика по величине магнитного

поля Земли в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях, Гц/нТл;

$$2) \gamma_{\text{угл}} = \frac{\Delta f}{\Delta \varphi} - \text{угловая чувствительность датчика по направлению}$$

поворота относительно вектора магнитного поля Земли в горизонтальной и двух вертикальных взаимно-перпендикулярных плоскостях, кГц/град;

3) максимальная относительная систематическая погрешность измерения индукции постоянного магнитного поля, %;

4) максимальная средняя квадратическая случайная погрешность измерения магнитной индукции постоянного магнитного поля, нТл.

б) Электрические параметры:

1) f – средняя рабочая частота автогенератора датчика, кГц;

2) U – напряжение питания датчика, В;

3) I – ток, потребляемый датчиком, мА.

в) Эксплуатационные параметры:

1) m – масса преобразовательного элемента датчика (без экрана), г;

2) M – масса датчика в экранирующем корпусе, г;

3) $V_э$ – объем преобразовательного элемента датчика, см³;

4) $V_г$ – объем датчика в экранирующем корпусе, см³;

5) T_{\min} и T_{\max} – пределы допустимых значений температуры окружающего воздуха, °С.

Основные экспериментальные характеристики макетов датчиков приведены на рис. 3–8.

На рис. 3 показаны статические характеристики датчика: зависимости тока датчика I_0 и потребляемой мощности от напряжения U на датчике. Из приведенных кривых видно, что статическая вольтамперная характеристика (ВАХ) транзисторов близка к линейной только при малых напряжениях (до $U \approx 2\text{В}$), а при $U > 4\text{В}$ ВАХ выходит на насыщение. Именно на участке насыщения и лежит рабочий интервал напряжений, соответствующих режиму генерации датчика.

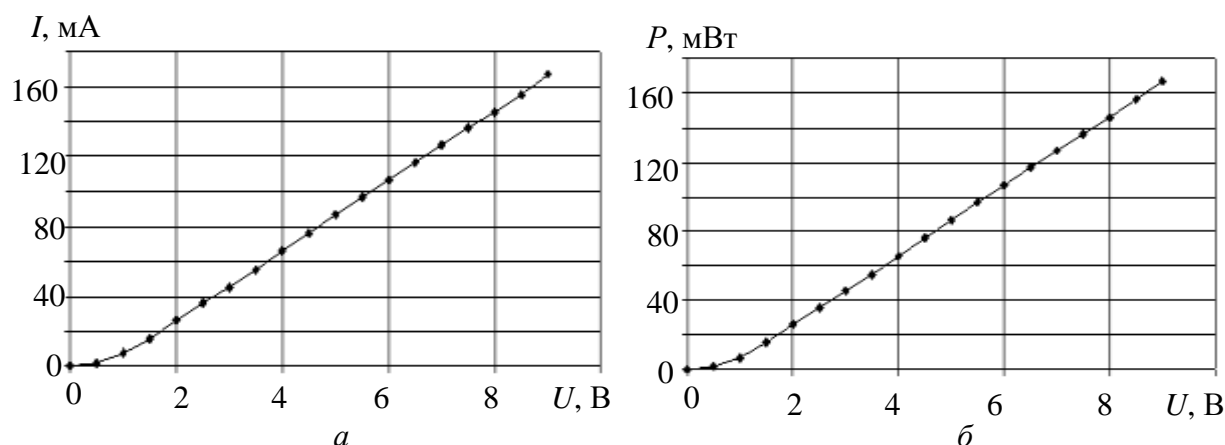


Рис. 3. Зависимость тока (а) и мощности (б) от напряжения питания магнитометрического датчика

Одним из "слабых" мест датчика является изменение частоты генерации с течением времени, особенно сразу после включения, из-за посте-

пенного и неравномерного разогрева транзисторов и других элементов схемы, даже при постоянной температуре окружающей среды.

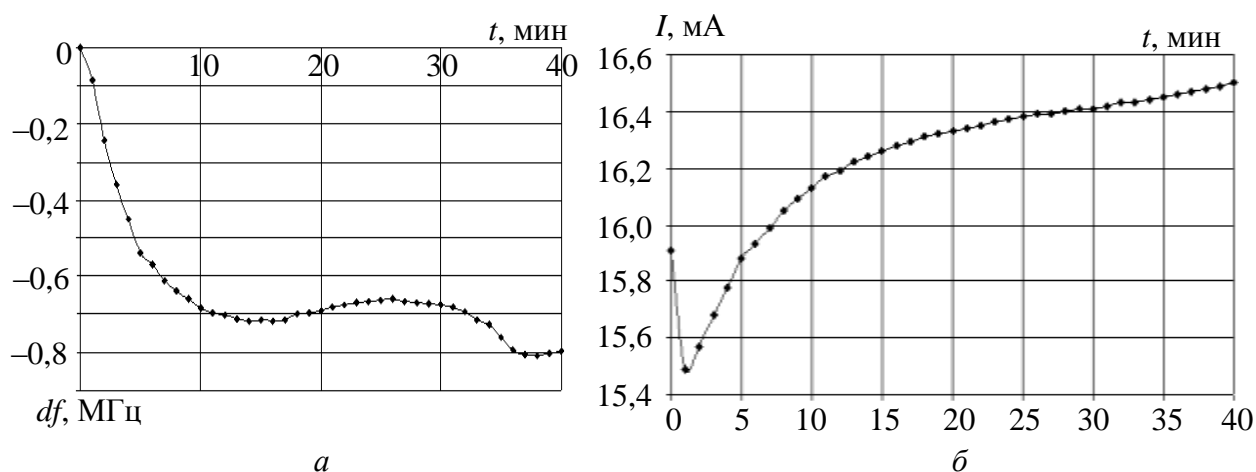


Рис. 4. Зависимость частоты (а) и тока (б) датчика от времени, снятые сразу после его включения

На рис. 4 показаны снятые одновременно зависимости изменения частоты df и тока I_0 от времени при фиксированном положении датчика в пространстве, начиная с момента включения напряжения. Из представленных результатов видно, что изменение температуры собственно транзистора, косвенно оцениваемое по изменению тока через транзистор, происходит в течение достаточно большого промежутка времени (более 40 минут). В то же время частота генерации датчика после резкого спада, которого и следовало ожидать при повышении температуры, через 15 минут начинает повышаться, а затем – понижается. Это свидетельствует, скорее всего, о неравномерном разогреве различных элементов датчика.

На рис. 5, а представлена зависимость изменения частоты генерации датчика от времени в случае изоляции корпуса от окружающей среды теплоизолирующей тканью. Видно, что общий характер зависимости частоты генерации от времени после включения датчика не изменился. Это подтверждает заключение, что плавный рост и плавные колебания частоты с течением времени связаны преимущественно с нестационарными тепловыми процессами, происходящими в самом датчике. На рис. 5, б в увеличенном масштабе показана часть общей зависимости частоты генерации датчика от времени. Видно, что флуктуационная составляющая частоты не превышает нескольких кГц. Это означает, что при использовании термостабилизации или термокомпенсации относительная кратковременная стабильность частоты генерации датчика может быть доведена до 10^{-6} .

Одной из основных характеристик датчика магнитного поля является угловая чувствительность – изменение частоты генерации при повороте датчика по отношению к вектору магнитного поля Земли. На рис. 6 приведены соответствующие кривые для одного из макетов датчика при его вращении в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях. В горизонталь-

ной плоскости максимальная угловая чувствительность составляет $(7 \pm 0,13)$ кГц/град, а в вертикальных плоскостях – $(20 \pm 0,5)$ кГц/град.

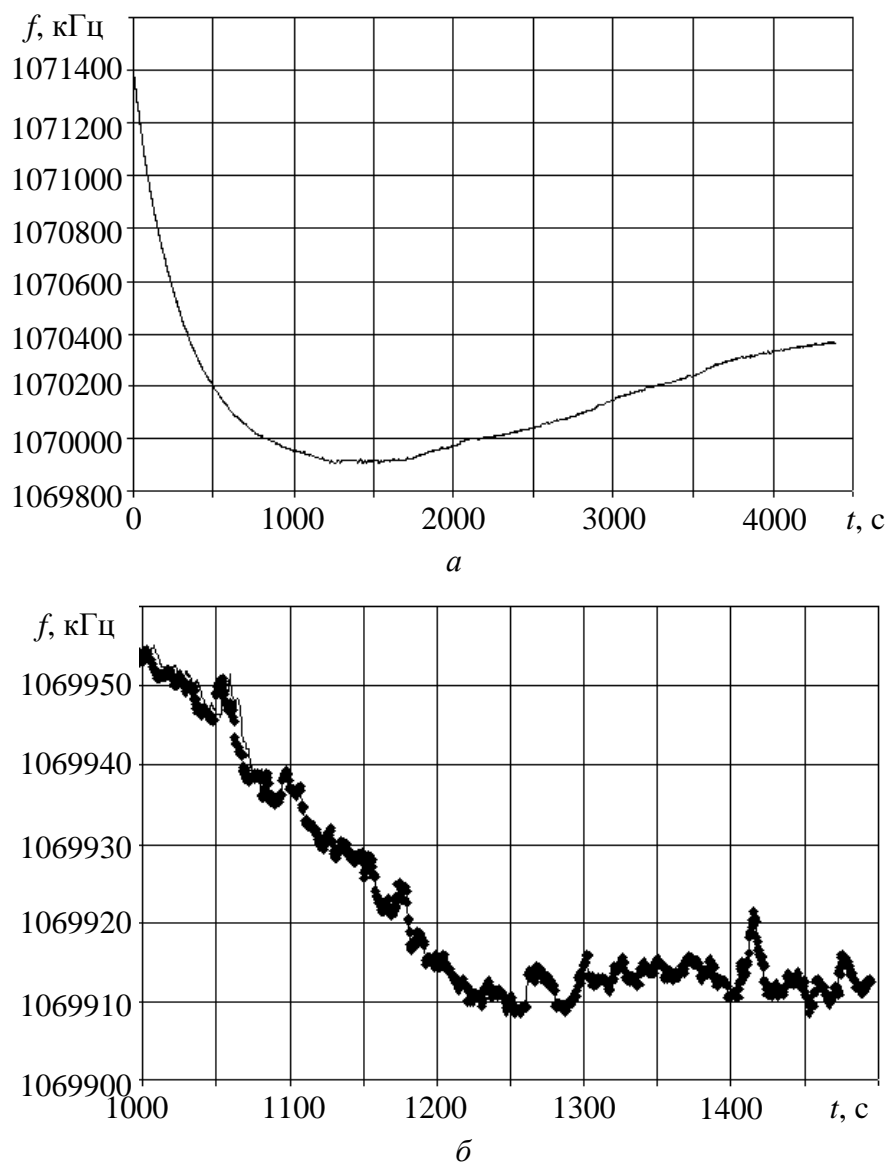


Рис. 5. Изменение частоты датчика на большом (а) и малом (б) интервалах времени

Высокое значение угловой чувствительности в точках её максимальной крутизны подсказывает, что наиболее точно направление соответствующей проекции вектора магнитного поля Земли определяется не по максимуму частоты, где угловая чувствительность равна нулю, а по точкам максимальной угловой чувствительности. Угловое расстояние между этими точками равно точно 180° , а сами эти точки смещены точно на 90° влево и вправо от максимума. Обработка данных по указанной методике показала, что точность определения направления вектора индукции магнитного поля Земли в этом случае повышается до значений $\pm 2,5^\circ$, тогда как при определении этого направления по максимуму и минимуму частоты составляет $\pm 5^\circ$.

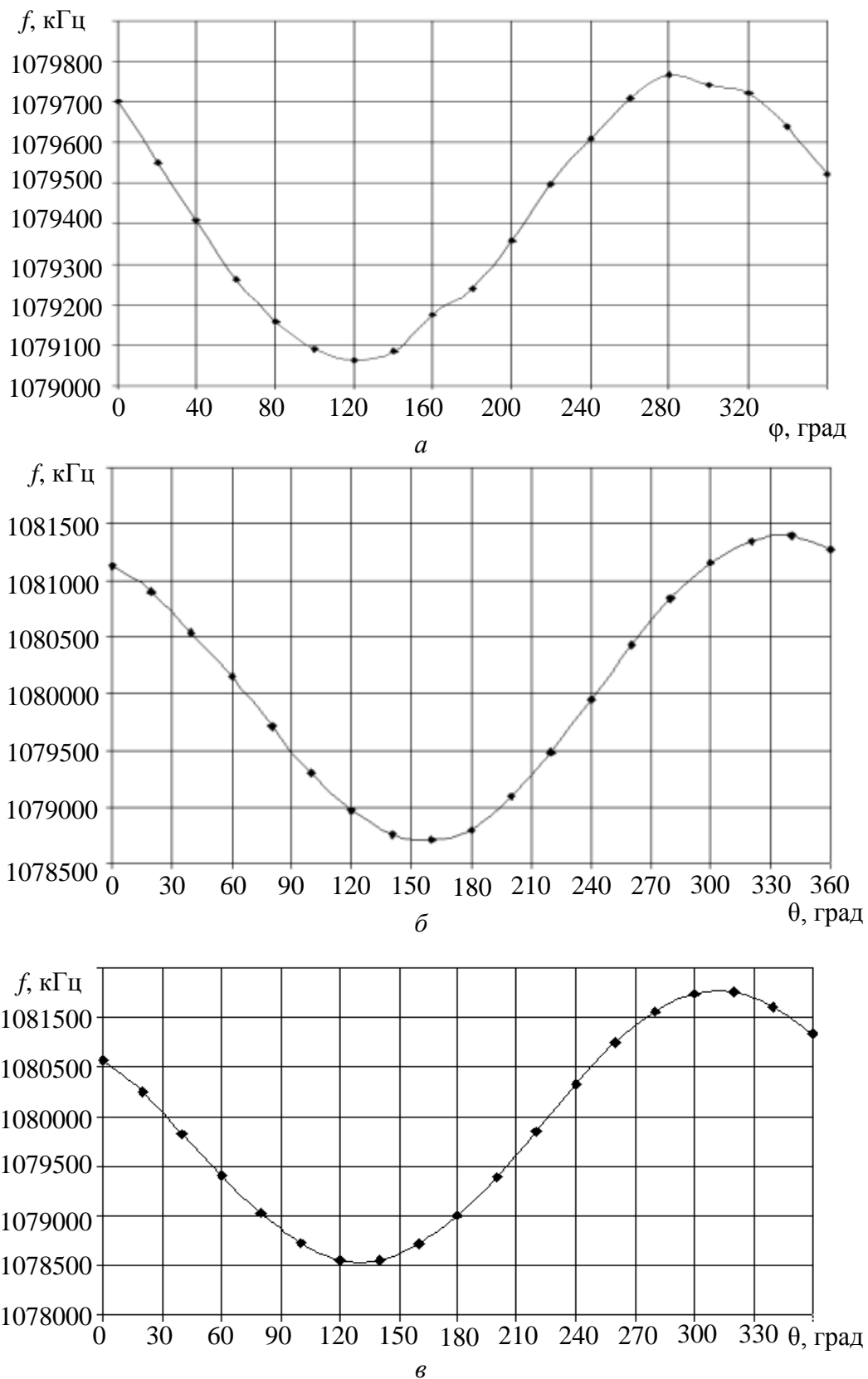


Рис. 6. Зависимость частоты генерации магнитометрического датчика от угла поворота: a – в горизонтальной плоскости XOY; $б$ – в вертикальной плоскости XOZ; $в$ – в вертикальной плоскости YOZ

Рассчитанные по данным рис. 6 чувствительности датчика к изменению магнитного поля составляют

$$\begin{aligned}\gamma_{xoy} &= (24,4 \pm 2,5) \text{ Гц/нТл} = (2,44 \pm 0,25) \text{ МГц/мТл}; \\ \gamma_{xoz} &= (29,9 \pm 2,6) \text{ Гц/нТл} = (2,99 \pm 0,26) \text{ МГц/мТл}; \\ \gamma_{yoz} &= (31,8 \pm 2,7) \text{ Гц/нТл} = (3,18 \pm 0,27) \text{ МГц/мТл}.\end{aligned}$$

Как видно, экспериментально полученные чувствительности отличаются от теоретического значения ($\gamma = 28 \text{ Гц/нТл}$) и различны в разных плоскостях. Специальные эксперименты показали, что это, скорее всего, связано с наличием ферромагнитных деталей в конструкции датчика, в частности никелевой подложки у кристалла усилителя, разъема вывода энергии и т.п.

Одним из возможных применений магнитометрического датчика является обнаружение ферромагнитных тел по искажению ими магнитного поля Земли.

Для проверки такой возможности прежде всего были сняты зависимости частоты генерации датчика от угла его поворота в вертикальной плоскости для различных расстояний от датчика до объекта, в качестве которого использовался железный лист размером $710 \times 610 \text{ мм}$ и толщиной $1,5 \text{ мм}$. Соответствующие зависимости приведены на рис. 7.

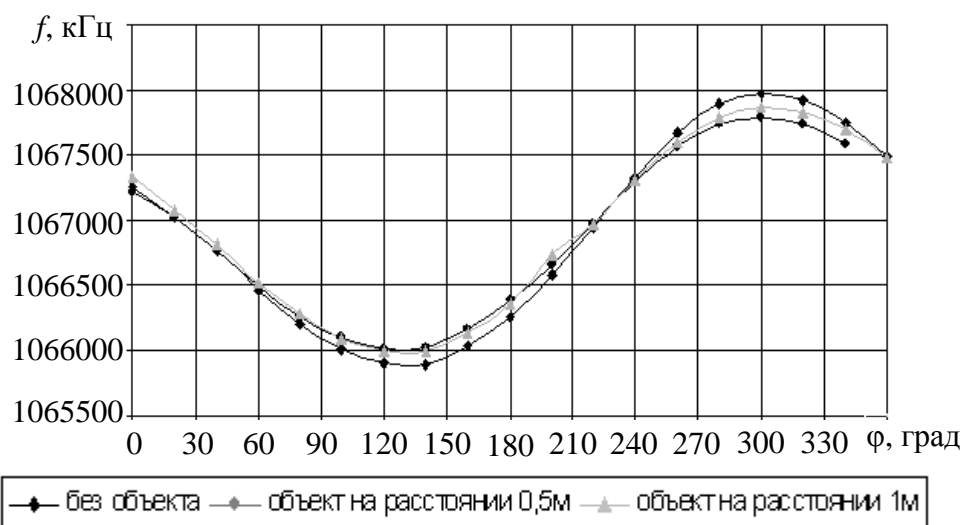


Рис. 7. Зависимости частоты генерации датчика от угла его поворота в вертикальной плоскости для различных расстояний его до ферромагнитного объекта

Видно, что максимальное изменение частоты при наличии ферромагнитного объекта наблюдается при углах, соответствующих либо максимуму, либо минимуму частоты. В связи с этим все дальнейшие измерения уходов частоты при перемещении ферромагнитного объекта проводились при углах поворота и наклона датчика, соответствующих максимуму частоты, при котором направление линии невозмущенного магнитного поля совпадает с направлением поля подмагничивания.

Результаты определения дальности регистрации сигналов-откликов от ферромагнитных тел и объектов различных масс и размеров представлены в таблице.

Дальность регистрации сигналов-откликов от ферромагнитных тел и объектов различных масс и размеров

Тело/объект	Масса, кг	Размеры, мм	Дальность регистрации, см
Шар	0,055	Ø25,5	10
Шар	0,285	Ø43	15
Шар	3,78	Ø98,7	35
Цилиндр	1,0	Ø62×42	20
Цилиндр	3,0	Ø90×60	30
Лист (с плоской стороны)		710×610×1,5	150
Лист (с ребра)	5,5	710×10×1,5	120

Видно, что дальности регистрации сигналов-откликов тем выше, чем больше масса ферромагнитного объекта и чем больше площадь его поверхности.

Одной из важнейших характеристик датчика магнитного поля является ошибка измерения величины и направления поля, которую можно представить как сумму систематических и случайных ошибок. В нашем случае систематические ошибки обуславливаются следующими основными факторами:

- неточностью определения направления поля постоянного магнита в области ЖИГ-сферы и его неконтролируемой неоднородностью;
- неточностью ориентации легкой оси намагничивания ЖИГ-сферы по отношению к полю постоянного магнита;
- отличием частоты генерации датчика от частоты ФМР из-за наличия реактивных элементов в схеме датчика и реактивностей транзистора, зависящих от режима работы датчика;
- долговременной нестабильностью частоты датчика, связанной прежде всего с изменением его температуры и неодновременностью отсчета частоты при различных ориентациях датчика в пространстве;
- неточностью (ошибкой) определения дифференциальной чувствительности датчика к изменению величины внешнего магнитного поля ($k = \Delta f / \Delta B$);
- наличием магнитного гистерезиса.

В случае предлагаемой методики калибровки разработанного датчика по показаниям стандартного магнитометра МПФ-3МГ общая систематическая ошибка датчика не будет превышать аналогичную ошибку магнитометра, составляющую, согласно паспорту, 3,5%.

Наиболее сложными для учета и компенсации являются ошибки, связанные с долговременной нестабильностью частоты, обусловленной в пер-

вую очередь изменением температуры датчика и неравномерностью нагрева его различных частей. Причем через некоторое время после включения датчика долговременные изменения частоты приобретают характер случайного нестационарного процесса. Частичную компенсацию температурных уходов частоты можно получить, используя так называемый разностный датчик, состоящий из двух датчиков с противоположно направленными полями постоянных магнитов, смонтированных в одном корпусе, в котором близкие частоты этих двух датчиков смешиваются в смесителе. Разностная частота выделяется и анализируется.

Случайная погрешность измерений в разработанном датчике связана прежде всего с кратковременной (флуктуационной) нестабильностью частоты генератора. И, хотя собственная добротность резонатора на ЖИГ-сфере достаточно велика, нагруженная добротность из-за сильной связи оказывается низкой. В оптимальном режиме кратковременная нестабильность частоты составляет 0,3 кГц, что соответствует ошибке измерения магнитного поля 10 нТл.

Созданный датчик слабых магнитных полей содержит в себе резерв дальнейшего его конструктивного совершенствования без изменения фактических принципов его работы. Видимые на сегодня пути конструктивного совершенствования датчика можно разделить на два направления:

- внесение изменений в сам датчик;
- внесение изменений в алгоритм обработки сигнала отклика датчика.

В качестве первого направления совершенствования датчика можно предложить:

- использование ферритовых сфер с повышенными внутренними полями анизотропии для уменьшения массы и габаритов постоянных магнитов или / и катушек подмагничивания;

- расположение в едином корпусе двух однотипных датчиков с противоположно направленными полями подмагничивания и выводом сигнала разностной частоты (порядка нескольких десятков мегагерц) с целью компенсации изменений их температуры, а также облегчения последующей обработки сигнала-отклика.

В качестве второго направления совершенствования системы обработки сигнала-отклика можно предложить:

- замену постоянного магнита катушкой подмагничивания с импульсным питанием в режиме измерения и с последующим реверсом тока. В последнем случае для определения величины измеряемой компоненты магнитного поля не требуется вращение датчика;

- создание измерительной системы, состоящей из нескольких датчиков, различным способом ориентированных в пространстве для одновременного определения всех трех компонент измеряемого магнитного поля.

Проведенные исследования, патентно-информационный поиск, анализ полученных данных позволяют выбрать следующие направления системного применения разрабатываемых магнитометрических автогенераторных датчиков на основе феррит-транзисторных структур: системы помехоустойчивого высокоточного наведения объекта по магнитной составляющей Земли; металлодетекторы черных металлов; магнитная разведка; магнитная навигация (векторные и скалярные магнитные компасы); ферроинтроскопия (дефектоскопия металлических оболочек и т. п.); градиентометрия, инклинометрия; регистрация потока транспорта; магнитные детекторы постоянной и переменной (до 1 ГГц) составляющих; системы связи по магнитной составляющей; системы магнитной локации (антенн с гибкой, управляемой апертурой и параметрами); векторные и скалярные магнитные компасы.

В основе всех этих систем лежит преобразователь постоянной и переменной составляющих вектора магнитной индукции Земли в частотно-модулированный отклик (несущую, индекс и глубину частотной модуляции). По принципу действия такой преобразователь является магнитоэлектронным автогенератором, высокочувствительным к малым магнитным возмущениям. Несущая частота автогенератора определяется высокодобротным ферритовым микрорезонатором из монокристаллического железиттриевого граната, включенного в цепь отрицательной обратной связи. В настоящее время – это сфера ЖИГ диаметром от 0,4 до 0,5 мм, в ближайшей перспективе – эпитаксиальная пленка ЖИГ.

Другой частью предлагаемой магнитометрической системы является блок (в ближайшей перспективе микросхема) обработки сигнала-отклика по принципу цифрового частотомера и анализатора спектра частотного отклика от магнитоэлектронного преобразователя.

На рис. 8 приведена блок-схема перспективного магнитометра.

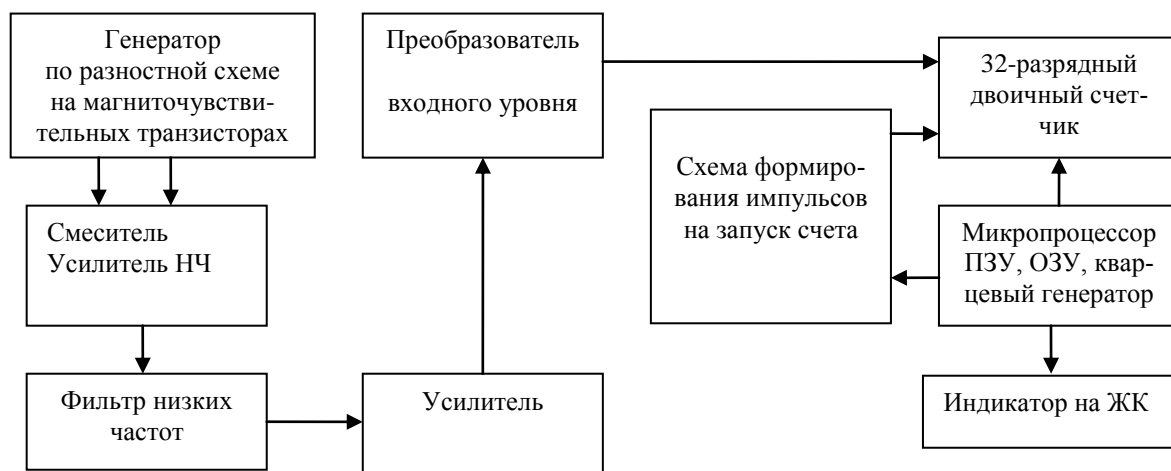


Рис. 8. Блок-схема перспективного магнитометра

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гурзо В. В., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Сотов Л. С. и др. Векторный магнитометр малых магнитных полей // Гетеромагнитная микроэлектроника : сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 2004. Вып. 1.
2. Стальмахов В. С., Игнатьев А. А. Лекции по спиновым волнам. Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 1983.

УДК 537.635, 537.67, 53.082.78, 621.373

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ЗЕМЛИ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИМ ДАТЧИКОМ ПРИ ВРАЩЕНИИ ЕГО НА УГЛЫ, КРАТНЫЕ 90°

М. Н. Куликов, Л. А. Романченко

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

В статье предлагается методика измерения магнитного поля Земли с помощью однокомпонентного датчика магнитного поля. Данная методика позволяет определять все компоненты вектора магнитной индукции, при этом достаточно осуществить шесть измерений в шести соответствующих положениях датчика.

Ключевые слова: магнитное поле Земли, датчик магнитного поля, методика измерений.

Determining of Earth's Magnetic Field by Means of Magnetic Sensor Rotating it to the Multiple Angles of 90 Degrees

M. N. Kulikov, L. A. Romanchenko

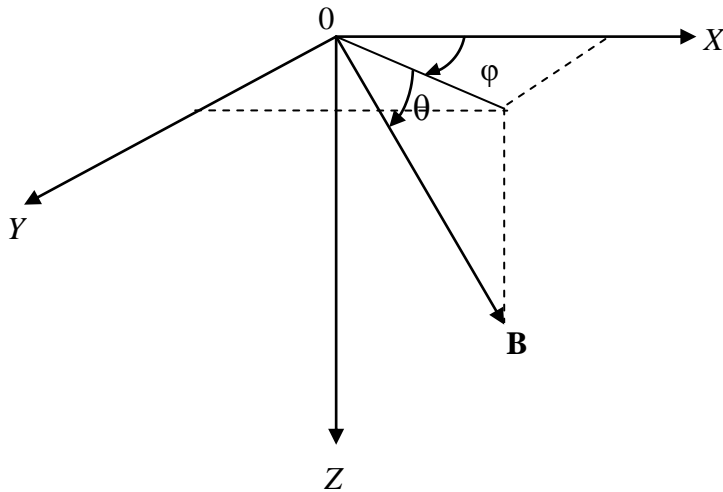
The new method for measuring of Earth's magnetic field by means of one-component magnetic sensor is proposed in the article. This method allows to determine all components of magnetic induction vector, and it is enough to make only six measurements in the six according positions of the magnetic sensor.

Key words: Earth's magnetic field, magnetic sensor, method of measuring.

Один из способов определения величины и направления магнитного поля Земли заключается в использовании магнитометрического датчика, преобразующего величину магнитного поля в частоту генерации автогенератора, колебательной системой которого служит сфера из железиттриевого граната (ЖИГ-сфера) в поле постоянного магнита [1]. Компоненты вектора индукции магнитного поля в ЖИГ-сфере магнитометрического датчика \vec{B} связаны с геофизическими координатами (рисунок) следующим образом:

$$\begin{aligned}
 B_x &= B \cos \theta \cos \varphi, \\
 B_y &= B \cos \theta \sin \varphi, \\
 B_z &= B \sin \theta,
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

где θ – угол между вектором \vec{B} и горизонтальной плоскостью XOY ; φ – угол между проекцией \vec{B} на плоскость XOY и осью X .



Компоненты вектора индукции магнитного поля в ЖИГ-сфере

В результате сложения поля подмагничивания \vec{B}_0 и поля Земли \vec{B}_3 получаем суммарное поле, величина которого

$$B = \sqrt{(B_{0x} + B_{3x})^2 + (B_{0y} + B_{3y})^2 + (B_{0z} + B_{3z})^2}, \tag{2}$$

а частота генерации автогенератора $f = \gamma B$, где γ – постоянная, теоретически равная 28 Гц/нТл [2]. Практическая величина γ оказывается несколько меньше теоретического значения и для каждого экземпляра генератора датчика должна уточняться экспериментально в процессе его настройки.

При условии, что $B_3 \ll B_0$, из (2) приближенно получаем

$$\frac{f}{\gamma} = B_0 + \frac{\vec{B}_0 \vec{B}_3}{B_0}$$

или, с учетом (1),

$$\frac{f}{\gamma} = B_0 + (B_{3x} \cos \theta \cos \varphi + B_{3y} \cos \theta \sin \varphi + B_{3z} \sin \theta). \tag{3}$$

Для определения компонент магнитного поля Земли обычно магнитометрический датчик вращают в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях и в каждой из них определяют максимальное и минимальное значения частоты. При таком способе погрешность в определении направления поля Земли оказывается большой, так как угловая чувствительность в максимум-

ме и минимуме частот равна нулю. Для увеличения точности измерений был предложен другой метод. Он заключается в том, чтобы отсчеты частоты производить при повороте датчика на углы, равные $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$.

Чтобы измерить B_{zx} , необходимо первоначально установить датчик так, чтобы вектор \vec{B}_0 был направлен вдоль оси X , т. е. чтобы угол $\theta_1 = 0^\circ$ и $\varphi_1 = 0^\circ$ ($\sin\theta_1 = 0, \sin\varphi_1 = 0$). Для этого при первоначальной калибровке изготовленного датчика на его корпусе должно быть нанесено направление поля \vec{B} . Тогда значение частоты

$$f_1 = \gamma \cdot B_0 + \gamma \cdot B_{zx} = f_0 + \gamma \cdot B_{zx}.$$

Затем датчик поворачивают в горизонтальной плоскости на угол $\varphi_2 = 180^\circ$ при $\theta_1 = 0^\circ$. Тогда значение частоты

$$f_2 = f_0 - \gamma \cdot B_{zx}.$$

Разность между значениями частот f_1 и f_2 , отнесенная к 2γ , дает значение X -составляющей поля Земли

$$B_{zx} = \frac{f_1 - f_2}{2\gamma}.$$

Чтобы измерить Y -составляющую поля Земли необходимо, чтобы $\sin\theta_1 = 0, \sin\varphi_3 = 1, \cos\varphi_3 = 0$, т. е. направить вектор \vec{B}_0 датчика вдоль оси Y . Для этого датчик надо повернуть от первоначального положения на 90° в горизонтальной плоскости по часовой стрелке (если смотреть на датчик сверху). Измеренное значение частоты для такого положения

$$f_3 = f_0 + \gamma \cdot B_{zy}.$$

Затем повернуть датчик на 180° (в горизонтальной плоскости). Такой поворот соответствует $\sin\theta_1 = 0, \sin\varphi_4 = -1$. В этом случае частота

$$f_4 = f_0 - \gamma \cdot B_{zy},$$

$$B_{zy} = \frac{f_3 - f_4}{2\gamma}.$$

Для определения B_{zx} необходимо, чтобы $\cos\theta_1 = 0$, а $\sin\theta_1 = 1$, т. е. вектор \vec{B}_0 должен быть направлен вдоль оси Z . Для этого датчик надо повернуть на 90° в вертикальной плоскости. Угол φ может быть выбран в этом случае произвольно. Значение частоты будет

$$f_5 = f_0 + \gamma \cdot B_{zx}.$$

После поворота датчика в вертикальной плоскости еще на 180° значение частоты станет

$$f_6 = f_0 - \gamma \cdot B_{zx},$$

$$B_{3z} = \frac{f_5 - f_6}{2\gamma}.$$

Таким образом, для определения всех компонент магнитного поля Земли в данной точке достаточно сделать шесть измерений при шести различных положениях датчика.

С помощью данной методики были проведены измерения, результаты которых приведены в таблице.

Значения частоты генерации при различных углах поворота датчика

φ , град	0	180	90	270	0	180
θ , град	0	0	0	0	90	270
f , МГц	1079,70	1079,25	1079,13	1079,75	1081,10	1078,80

Рассчитанные значения компонент для $\gamma = 28$ Гц/нТл вектора магнитной индукции Земли: $B_{3x} = 8,04 \cdot 10^3$ нТл, $B_{3y} = -11,07 \cdot 10^3$ нТл, $B_{3z} = 41,07 \cdot 10^3$ нТл. Горизонтальная составляющая поля Земли

$$B_{\text{гор}} = \sqrt{B_{3x}^2 + B_{3y}^2} = 13,68 \cdot 10^3 \text{ нТл},$$

а полное значение модуля вектора магнитной индукции Земли

$$B_3 = \sqrt{B_{\text{гор}}^2 + B_{3z}^2} = 43,3 \cdot 10^3.$$

Полученные значения совпадают с результатами измерений, проводимых по обычной методике: вращение датчика в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях с нахождением максимума и минимума соответствующих частот.

Кроме методики, изложенной выше, была предложена еще одна, позволяющая определять величину и направление магнитного поля Земли в случае, когда направление \vec{B} точно не известно. Предлагаемая методика не требует, чтобы в начале измерений направление поля подмагничивания совпадало с осью X . В этом случае начальный угол φ будет равен некоторому значению φ_0 , и угол θ – значению θ_0 . Если

$$\frac{f}{\gamma} = B_0 + B_{3x} \cos \theta \cos \varphi + B_{3y} \cos \theta \sin \varphi + B_{3z} \sin \theta, \quad (4)$$

то при углах φ , равных φ_0 ; $\varphi_0 + \frac{\pi}{2}$; $\varphi_0 + \pi$; $\varphi_0 + \frac{3}{2}\pi$ и постоянном угле $\theta = \theta_0$,

т. е. при вращении датчика с шагом $\frac{\pi}{2}$ в горизонтальной плоскости, получаем четыре соответствующих значения частоты генерации f_1, f_2, f_3, f_4 .

Если повернуть датчик в вертикальной плоскости на $\frac{\pi}{2}$ ($\theta = \theta_0 + \frac{\pi}{2}$) и опять вращать датчик в горизонтальной плоскости с шагом $\frac{\pi}{2}$ ($\varphi = \varphi_0$; $\varphi = \varphi_0 + \frac{\pi}{2}$; $\varphi = \varphi_0 + \pi$; $\varphi = \varphi_0 + \frac{3}{2}\pi$), то получим следующие четыре значения частоты f_5, f_6, f_7, f_8 :

$$\begin{aligned} \frac{f_5}{\gamma} &= B_0 - B_{zx} \sin \theta_0 \cos \varphi_0 - B_{zy} \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + B_{zz} \cos \theta_0, \\ \frac{f_6}{\gamma} &= B_0 + B_{zx} \sin \theta_0 \sin \varphi_0 - B_{zy} \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + B_{zz} \cos \theta_0, \\ \frac{f_7}{\gamma} &= B_0 + B_{zx} \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + B_{zy} \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + B_{zz} \cos \theta_0, \\ \frac{f_8}{\gamma} &= B_0 - B_{zx} \sin \theta_0 \sin \varphi_0 + B_{zy} \sin \theta_0 \cos \varphi_0 + B_{zz} \cos \theta_0. \end{aligned} \quad (5)$$

При последующих поворотах в вертикальной плоскости на углы $\frac{\pi}{2}$ ($\theta = \theta_1 + \pi, \theta = \theta_1 + \frac{3}{2}\pi$) получим еще 8 значений частоты $f_9 - f_{16}$. Решая полученную систему из восьми уравнений (4)–(5), найдем значения компонент вектора индукции магнитного поля Земли B_{cx}, B_{cy}, B_{cz} . Кроме того, из (4)–(5) можно определить $\sin \varphi_0, \cos \varphi_0, \sin \theta_0, \cos \theta_0$, т. е. величину и направление поля подмагничивания \overline{B}_0 постоянного магнита (рис. 1) в геофизической системе координат.

Если продолжить поворачивать датчик в вертикальной плоскости с шагом $\frac{\pi}{2}$ и опять вращать его в горизонтальной плоскости тоже с шагом $\frac{\pi}{2}$, то получим похожую систему из восьми уравнений для других значений частоты. Решение такой системы можно использовать как проверочное.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК:

1. Гурзо В. В., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Сотов Л. С., Маринин А. В., Плешков В. В. Векторный магнитометр малых магнитных полей // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1: Многофункциональные и комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 50–52.

2. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М.: Наука, 1973.

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ МЕХАНИЧЕСКИХ И ТЕМПЕРАТУРНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИЙ ДАТЧИК

А. А. Игнатьев, С. В. Овчинников

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

Представлены и классифицированы основные факторы, влияющие на работу радиоэлектронной аппаратуры. Получены теоретические оценки влияния некоторых внешних воздействующих факторов на примере магнитометрического датчика. Проведена оценка стойкости конструкции к механическим и температурным воздействиям.

Ключевые слова: внешние воздействующие факторы, статическая и динамическая нагрузка, механическая прочность, модуль Юнга.

Theoretical Evaluation of the Mechanical and Thermal Influences to the Magnetometric Sensor

A. A. Ignatiev, S. V. Ovchinnikov

There are presented and classified the main factors, affecting the operation of electronic equipment. There are obtained theoretical evaluations of some external influencing factors on the example of the magnetometric sensor. There is made the evaluation of construction resistance to mechanical and thermal effects.

Key words: external influencing factors, static and dynamic load, mechanical strength, Young's modulus.

Факторы, оказывающие воздействие на радиоэлектронную аппаратуру со стороны внешней среды, примерно можно классифицировать с помощью схемы [1], представленной на рис. 1.

Внешние воздействия можно подразделить на 2 группы: условия, характеристики которых определяются естественными метеорологическими и климатическими факторами, и условия, связанные с воздействием искусственных обстоятельств. Указанные факторы прямо или косвенно влияют на надежность функционирования радиоэлектронной аппаратуры, поэтому стойкость аппаратуры к таким внешним воздействиям регламентирована в рамках определенных стандартов. Окончательное заключение о стойкости аппаратуры к внешним воздействиям (в соответствии с ее функциональным назначением) делается на основе соответствующих экспериментальных проверок. Однако предварительный теоретический анализ стойкости разрабатываемых радиоэлектронных устройств к внешним воздействиям важен с позиций оптимальности соответствующих конструкторских разработок.

В настоящей работе рассматривается возможность проведения предварительных теоретических оценок влияния некоторых внешних воздейст-

вующих факторов (ВВФ) на радиоэлектронное устройство на примере гетеромагнитного магнитометрического датчика [2]. В силу конструктивных особенностей датчика наиболее важными ВВФ являются факторы механические и температурные. Отметим, что еще одной важнейшей группой условий, определяющей надежность функционирования датчика, являются условия электромагнитной совместимости. Анализ этих условий представляет собой самостоятельную специфическую задачу.



Рис. 1. Примерная схема классификации условий работы аппаратуры

Стандартами выделяются следующие типы механических ВВФ: синусоидальная вибрация, случайная вибрация, механический удар одиночного действия, удар многократного действия, линейное ускорение и акустический шум. Кроме того, к механическим в нашем случае можно отнести и такие факторы, как повышенное и пониженное атмосферное давление.

При вибрациях и ударах на элементы конструкции изделия действуют распределенные нагрузки, причем пиковые значения результирующих сил определяются массой элемента и его пиковым ускорением. Эти силы, в зависимости от своего направления, стремятся сдвинуть или оторвать элемент от места своего расположения.

Предварительная теоретическая оценка стойкости изделия к механическим воздействиям может быть проведена на основе квазистатического подхода [3–6]. В рамках такого подхода рассчитываются деформации и напряжения в элементах изделия при статической нагрузке на них и сравниваются с соответствующими пределами прочности. Для анализа динамического воздействия вводятся поправочный коэффициент, называемый динамическим коэффициентом [6], который снижает эффективный предел прочности.

Механическая стойкость изделия в целом будет определяться механической стойкостью элемента изделия, наименее стойкого к тому или иному типу механического воздействия.

Схематическое изображение конструкции гетеромагнитного магнитометрического датчика показано на рис. 2.

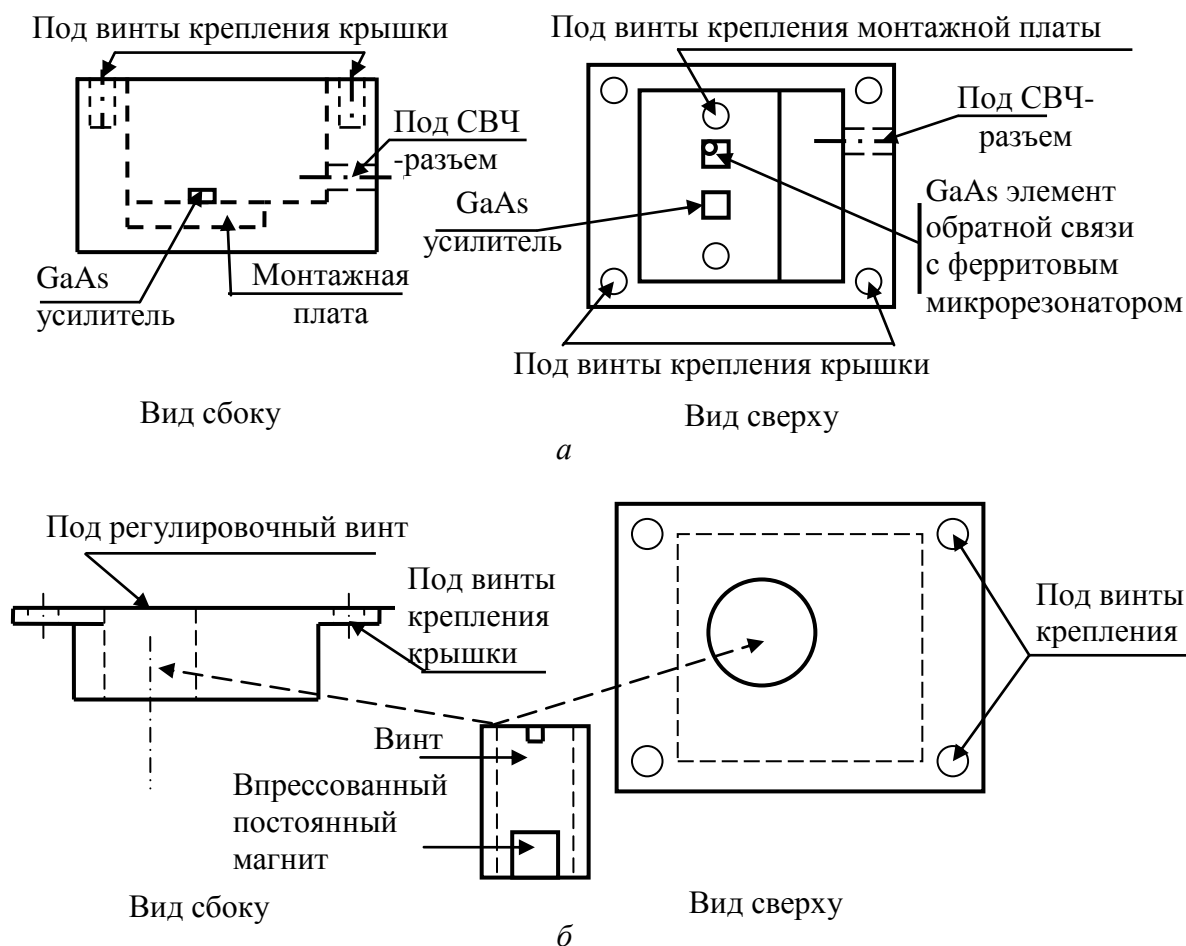


Рис. 2. Схематическое представление конструкции магнитометрического датчика: *а* – конструкция корпуса; *б* – конструкция крышки

В латунном корпусе, крышка которого фиксируется на корпусе винтами, расположена монтажная плата с двумя GaAs элементами – двухкаскадным усилителем на основе полевого транзистора с барьером Шоттки и элементом обратной связи с ферритовым микрорезонатором в виде стан-

дартной ферритовой сферы. Полупроводниковые кристаллы припаяны к монтажной плате, а сама плата двумя винтами крепится в соответствующем пазу корпуса датчика. В крышке корпуса имеется отверстие под специальный латунный винт, в торец которого впрессован постоянный магнит, имеющий форму шайбы и создающий постоянное магнитное поле в области ферритовой сферы элемента обратной связи.

При механическом воздействии на датчик возможны следующие разрушения: разрушение паяных соединений, обрыв балочных токоподводов, разрушение крепления ферритового микрорезонатора и разрушение винтовых соединений (крепление монтажной платы в корпусе и соединение крышки с корпусом).

Оценка статической нагрузки, разрушающей паяное соединение GaAs активного элемента с основанием

В зависимости от направления действия внешней силы необходимо рассмотреть два варианта разрушения слоя припоя – разрушение при касательном сдвиге и отрыв кристалла при нормальной нагрузке. Внешние силы, обуславливающие эти нагрузки, определяются касательным (α_τ) и нормальным (α_n) ускорением к поверхности кристалла. Такое модельное представление показано на рис. 3.

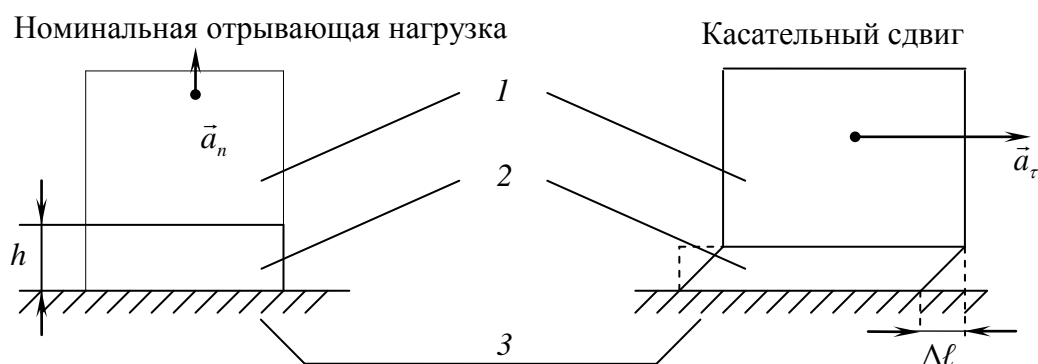


Рис. 3. Модельное представление разрывающих и сдвигающих ускорений для паяных соединений: 1 – полупроводниковый кристалл с площадью основания S ; 2 – слой припоя с толщиной h ; 3 – неподвижное основание

Типичное значение предела прочности σ_B мягких припоев типа ПОС, ПОСВ составляет от 30 до 40 МПа. Соответственно предел прочности $\sigma_{B,\tau}$ в касательном направлении для пластичных материалов лежит в пределах от $0,5\sigma_B$ до $0,6\sigma_B$. У более жестких припоев значения $\sigma_{B,\tau}$ несколько выше.

Разрывное распределенное усилие оценивается простым выражением [5, 6]:

$$\sigma_n = \frac{ma_n}{S},$$

где m – масса полупроводникового кристалла; a_n – действующее ускорение; S – площадь основания кристалла.

Следовательно, оценочная величина нормального ускорения, разрушающего припой, будет определяться как

$$a_{n,\max} = \frac{\sigma_B \cdot S}{m}.$$

Масса используемого в датчике кристалла GaAs не превосходит $3,8 \cdot 10^{-3}$ г при площади основания 5 мм^2 . Отсюда

$$a_{n,\max} = 40 \cdot 10^6 \text{ м/с}^2 = 4 \cdot 10^6 \text{ g},$$

где $g = 9,81 \text{ м/с}^2$ – ускорение свободного падения на уровне моря.

Касательные напряжения при чистом сдвиге определяются выражением

$$\sigma_\tau \cong 0,4E \frac{\Delta\ell}{h},$$

где E – модуль растяжения (модуль Юнга);

$\Delta\ell$ – абсолютное значение сдвига кристалла (рис. 3);

h – толщина деформируемого слоя.

В связи с этим при толщине слоя припоя $h = 2 \text{ мкм}$ разрушающее припой касательное усилие определяется относительным ускорением

$$a_{\tau,\max} \approx 16 \cdot 10^3 \text{ м/с}^2 = 1600 \text{ g}.$$

Приведенные оценки справедливы при условии, что прочность сопрягаемых элементов превосходит прочность соединительного слоя (припоя).

Механическая прочность балочных разводов в усилителе датчика

Балку токоподвода в GaAs полевом транзисторе будем моделировать брусом прямоугольного сечения, изогнутого в виде полукольца (рис. 4). Каждая такая балка приварена микросваркой к соответствующей контактной площадке. Такие сварные соединения, выполненные с соблюдением технологических норм, обладают высокой прочностью и выдерживают большие перегрузки $40000 \div 16000 \text{ g}$, поэтому имеет смысл рассматривать только возможность излома блока за счет ее бокового изгиба и разрыв балки.

Усилие σ , возникающее в балке рядом с местами ее приваривания, оценивается выражением [6]

$$\sigma = \frac{ma_1 R_0}{8(R_1^2 - R_2^2)} + \frac{ma}{S_n},$$

где R_0 – радиус кривизны балки по нейтральному сечению

$$R_0 = \frac{h}{\ln \frac{R_1}{R_2}},$$

h – эффективная толщина балки; $S_n \approx h^2$ – площадь поперечного сечения балки.

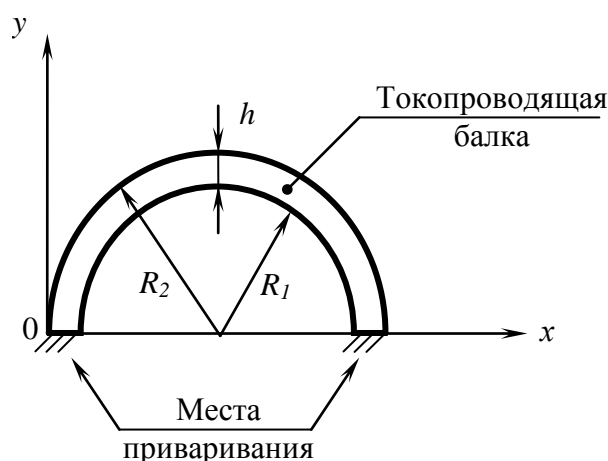


Рис. 4. Механическая модель токопроводящей балки

Пусть балка токоподвода изготовлена из золотой проволоки диаметром 0,02 мм с радиусом закрепления балки 1 мм. Для золота предел прочности на разрыв $\sigma_B = 150$ МПа, а предел текучести $\sigma_{02} = 40$ МПа. Отсюда следует, что максимальное ускорение, действующее на балку и способное согнуть балку под прямым углом около мест ее приварки, составляет около $1,1 \cdot 10^9$ м/с², а для разрыва балки требуется линейное ускорение $0,8 \cdot 10^6$ м/с².

Механическая прочность клеевой фиксации ферритовой сферы в петле обратной связи усилителя

Иногда ферритовая сфера диаметром 0,4–0,5 мм, играющая роль резонатора, закрепляется на GaAs плате каплей клея (на основе эпоксидных смол). На этой плате планарным образом сформирована цепь обратной связи, в петлю которой и помещается сфера. На рис. 5 схематично представлена механическая модель такого соединения.

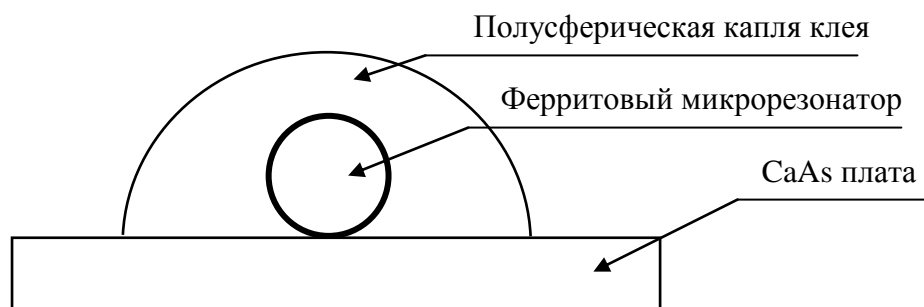


Рис. 5. Модель крепления ферритовой сферы на GaAs плате

Свойства клеев на основе эпоксидных смол широко варьируются. Например, для склеивания ферритовых материалов применяются клеи ЭТП-1, ЭТП-2, ЭТП-3, разработанные Институтом органического синтеза (г. Екатеринбург) совместно с рядом московских организаций (ЦКБ «Алмаз» и др.). В качестве примера рассмотрим ситуацию, когда ферритовый микрорезонатор закреплен клеем ЭТП-2.

Адгезионные свойства клея ЭТП-2 приведены в таблице (по данным Института органического синтеза, г. Екатеринбург).

Прочностные свойства отвердевшего клея ЭТП-2

Характеристики клея	Численные значения характеристик клея
Предел прочности σ_B склеивания ферритовых стержней при статическом консольном изгибе, МПа: – в исходном состоянии – после металлизации – после климатических испытаний	82...110 116...128 80
Предел прочности клеевого соединения стали 30ХГСА при сдвиге, МПа: – в исходном состоянии – после испытаний на имитацию длительного (до 12 лет) хранения	20...30 20...25
Коэффициент температурного линейного расширения, КТР $\times 10^4$, град ⁻¹ , при: 25±5° С 50±5° С 85±5° С	0,4 0,8 3,5

Плотность эпоксидного клея заметно варьирует в зависимости от используемых примесей в диапазоне от 1300 до 2000 кг/м³. Так как для крепления ферритового микрорезонатора клей не должен содержать электропроводных или теплопроводных добавок, примем его плотность на уровне величины $\rho = 1500$ кг/м³. Положим, что радиус капли клея $R = 0,5$ мм. Тогда объем клея (без ферритовой сферы) составляет $0,2265 \cdot 10^{-9}$ м. Суммарная масса системы – капля клея со сферическим микрорезонатором – со-

ставляет $738,7 \cdot 10^{-9}$ кг. Следовательно, отрывное усилие, создаваемое нормальным к поверхности GaAs-платы ускорением a_n , связано с пределом прочности адгезии σ_B соотношением

$$\frac{ma_n}{S} \leq \sigma_B,$$

где m – масса клея с ферритовой сферой, S – площадь контакта клея с основанием, а значение σ_B , согласно таблице принято равным 82 МПа.

Отсюда для разрушения клея требуется ускорение $a_{n,max} = 87 \cdot 10^6$ м/с².

В случае сдвига предел прочности клея в 5 раз меньше, поэтому разрушающее клей касательное ускорение $a_{\tau,max} \approx 17 \cdot 10^6$ м/с².

Основным недостатком эпоксидных смол является высокий коэффициент температурного расширения (КТР) (таблица), поэтому изменения температуры будут существенно интенсифицировать процесс развития дефектов в слое клея. Такие дефекты первоначально возникают вследствие усадки клея при полимеризации (уплотнение структуры).

Необходимо отметить, что существенное влияние на прочность соединения с помощью эпоксидных клеев оказывают длительные вибрации (с частотой от 5 до 5000 Гц при ускорениях до 40g), которые приводят к усталостным разрушениям в слое клея.

При отвердевании клея остаточный растворитель создает пористость в объеме клея, что является еще одной причиной возникновения внутренних напряжений и снижения прочности клеевого соединения.

Так как прочность клеевого слоя в объеме зависит от совершенства структуры полимера, то, очевидно, что с ростом толщины слоя клея число дефектов увеличивается, а прочность соединения падает. Обычно рекомендуется ограничивать толщину клеевого слоя значением от 0,05 до 0,1 мм.

Оценка прочности винтовых соединений в конструкции магнитометрического датчика

Конструкция корпуса датчика такова, что все винтовые соединения в корпусе при любом направлении внешнего ускорения будут противодействовать только разрывным усилиям (закрепляемые элементы выполнены в виде пазированных вставок). Все элементы корпуса, включая винты, изготовлены из латуни.

Усилие, разрывающее винт крепления, определяется внешним ускорением

$$a_{max} = \sigma_B \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{2 \cdot m},$$

где σ_B – предел прочности материала винта на разрыв; d – диаметр сплошной части винта.

Другая причина разрушения винтового соединения – разрыв основного материала в месте окружения крепежных винтов. Усилие разрыва основного материала определяется выражением

$$\sigma = \frac{ma}{4lh},$$

где h – толщина основного материала.

Рассмотрим винтовое соединение *крышка–корпус* датчика. Масса корпуса (для латуни с плотностью $8,8 \text{ г/см}^3$) составляет $28,2 \text{ г}$, а масса крышки – $11,4 \text{ г}$. Следовательно, при общем рассредоточенном воздействии на корпус инерционные силы будут определяться избыточной массой $\Delta m = 16,8 \text{ г}$. Поэтому оценочное значение разрывающего винты ускорения составляет величину $a_{max} = 212 \cdot 10^3 \text{ м/с}^2 = 21200 \text{ g}$. Но толщина крышки корпуса в местах ее крепления к корпусу составляет всего $0,5 \text{ мм}$. По этой причине разрывающее основной материал ускорение будет значительно меньшим:

$$a_{max} = \frac{4lh\sigma_B}{m} = 33333 \frac{\text{М}}{\text{с}^2} \approx 3330 \text{ g}.$$

Оценка стойкости к механическим воздействиям в динамических режимах

В механике в рамках справедливости закона Гука принято [6], что максимальное динамическое напряжение будет больше статического во столько раз, во сколько динамическая деформация будет больше статической:

$$\sigma_D = k_D \cdot \sigma_{ст},$$

где σ_D – динамическое напряжение; $\sigma_{ст}$ – статическое напряжение; k_D – динамический коэффициент при ударе.

При действии на тело рассредоточенного внешнего усилия, в целях получения оценочных значений, величина k_D принимается равной 2, поэтому для оценки стойкости элементов конструкции к кратковременному (до 2 мс) одиночному удару необходимо полученные ранее значения критических ускорений уменьшить в 2 раза.

При механическом воздействии в виде механического удара многократного действия происходит накопление остаточных деформаций и в этом случае стойкость изделия необходимо оценивать не по пределу прочности (на разрыв), а по пределу текучести.

При анализе реакции изделия на внешнее синусоидальное колебание с круговой частотой ω динамический коэффициент k_d определяется выражением

$$k_d = 1 + \frac{P_H}{P_{ст}} \cdot \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2},$$

где P_H – максимальное значение внешней периодически меняющейся силы; $P_{ст}$ – величина статической силы, действующей на систему; ω_0 – собственная частота механических колебаний системы.

Обычно предполагается, что «отклонение» от резонанса будет обеспечено, если [6]

$$\left| \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right| \approx 30\%.$$

В этом случае для ненагруженной статически системы $k_d \leq 2$. Кроме того, необходимо учесть, что при синусоидальной нагрузке знак напряжений постоянно меняется. В связи с этим при теоретической оценке стойкости изделия на синусоидальное вибрационное воздействие можно воспользоваться данными по воздействию на многократный удар, ужесточив их в два раза. Это справедливо при условии, что собственная частота системы заметно отличается от частоты внешнего синусоидального воздействия.

Оценим собственные частоты поликоровой монтажной платы датчика по методике, изложенной в [3]. Статический прогиб $\delta_{ст}$ платы под действием собственного веса определяется выражением

$$\delta_{ст} = 0,1336 \frac{mg}{ab} \frac{a^4}{Eh^2},$$

где a , b – длина и ширина платы ($a < b$); h – толщина платы; E – модуль Юнга материала платы.

Собственная частота механических колебаний платы определяется по формуле

$$f_{соб} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{g}{\delta_{ст}}}.$$

Отсюда для рассматриваемой платы $\delta_{ст} = 0,17 \cdot 10^{-12}$ м и $f_{соб} = 1,21 \cdot 10^3$ кГц. Под действием силы инерции, определяемой ускорением

$$\alpha = n \cdot g$$

где $n = 1, 2, 3 \dots$, собственная частота платы будет изменяться по закону

$$f_{\text{соб}}(n) = \frac{1,21 \cdot 10^3}{\sqrt{n}}.$$

Для $n = 600$ $f_{\text{соб}}(n) = 49,39$ кГц, что далеко от типичных значений частот механических колебаний.

Производя аналогичные вычисления для тонких стенок ($h = 2$ мм) корпуса магнитометрического датчика, получим

$$f_{\text{соб}}(n) = \frac{1,05 \cdot 10^3}{\sqrt{n}}.$$

Влияние резкого изменения внешнего давления

Обозначим через b , l и h высоту, ширину и толщину самой тонкой стенки корпуса датчика соответственно ($l > b$). При внезапном снижении внешнего атмосферного давления до нуля, прогиб $\delta_{\text{ст}}$ средней части стенки, обусловленный давлением газа внутри объема корпуса (в статическом приближении), определяется выражением [6]

$$\delta_{\text{ст}} = 0,1106 \frac{Pl^4}{Eh^2},$$

где P – однородная нагрузка, Па; E – модуль Юнга материала стенки.

В нашем примере прогиб стенки корпуса при резком спаде внешнего давления составит $21 \cdot 10^{-10}$ м. Оценим изгибающее стенку усилие σ , возникающее при этом

$$\sigma = 0,61 \cdot \frac{Pk_{\text{д}}l^2}{h^2},$$

где $k_{\text{д}} = 2$. Верхнее оценочное значение такого усилия составляет величину 2,2 МПа, что в сто с лишним раз меньше предела текучести латуни. По этой причине можно утверждать, что корпус магнитометрического датчика к перепадам внешнего давления не чувствителен. В случае резкого увеличения давления до трех атмосфер (2207 мм рт. ст.) приведенное утверждение остается в силе.

Влияние температурных воздействий

Величина температуры, скорость изменения температуры во времени, перепады температуры между отдельными элементами конструкции являются основными факторами, влияющими на интенсивность воздействия температуры на надежность изделия.

Изменение температуры окружающей среды приведет не только к изменению теплового режима магнитометрического датчика (в условиях его функционирования) и к соответствующему изменению его рабочих параметров, но и к возможности появления в местах сопряжения разнородных элементов значительных термонапряжений. Следовательно, сопрягаемые элементы конструкции должны быть согласованы по КТР.

В режиме функционирования рассчитанное значение теплового сопротивления магнитометрического датчика без использования каких-либо теплоотводов равно 74 К/Вт (для условий естественно-конвективного теплообмена между датчиком и окружающей средой при комнатной температуре). При мощности тепловыделения 30 мВт собственный перегрев усилителя датчика над температурой окружающей среды составит 2,3 К, поэтому с учетом значения предельной рабочей температуры для GaAs устройств в 140°C можно отметить, что повышение температуры окружающей среды до 85°C не приведет к выходу датчика из строя.

При использовании датчика в условиях сильно пониженной температуры (–70°C) работоспособность датчика будет определяться надежностью его полупроводниковых компонентов, а также температурным изменением намагниченности насыщения ферритового микрорезонатора. В исключительных ситуациях необходимо предусмотреть систему термостабилизации, поддерживающей рабочую температуру активной полупроводниковой структуры датчика на нужном уровне.

Рассмотрим ситуацию с резким изменением температуры окружающей среды в условиях хранения (транспортировки) датчика и определим время его охлаждения (или нагрева). При этом будем считать, что условия теплообмена с окружающей средой на поверхности датчика меняться с течением времени не будут и что теплофизические характеристики материала корпуса датчика также не меняются. Пусть T_0 – начальная температура датчика, T_1 – новая температура окружающей среды, α – коэффициент конвективного теплообмена между поверхностью корпуса датчика и окружающей средой. Тогда среднеинтегральная по объему датчика температура будет меняться во времени по закону [7]:

$$T(\tau) = T_0 + (T_1 - T_0) \cdot \left\{ 1 - \exp \left[-4a_D \tau \left(\frac{\mu_x^2}{h_x^2} + \frac{\mu_y^2}{h_y^2} + \frac{\mu_z^2}{h_z^2} \right) \right] \right\},$$

где τ – текущее время; $a_T = 0,3049 \cdot 10^{-4}$ м²/с – коэффициент температуропроводности латуни; h_x, h_y, h_z – размеры датчика по трем направлениям; μ_x, μ_y, μ_z – первые корни характеристического уравнения

$$\operatorname{ctg}(\mu_{x,y,z}) = \frac{\mu_{x,y,z} \lambda}{\alpha \cdot h_{x,y,z}},$$

где $\lambda = 110 \text{ Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$ – коэффициент теплопроводности латуни.

Значения α рассчитывались по полуэмпирическим методикам, изложенным в [8]. В общем случае коэффициент конвективного теплообмена зависит как от температуры поверхности, так и от температурного перепада между поверхностью и окружающей средой. Для нашего примера рассчитанные значения α в условиях естественной конвекции для различных температурных перепадов с точкой отсчета 293 К представлены на рис. 6.

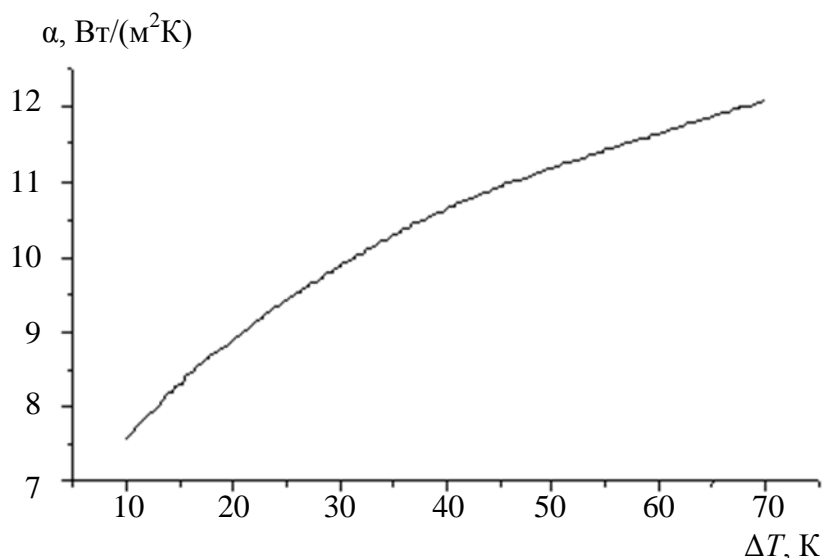


Рис. 6. Значения коэффициента конвективной теплоотдачи в зависимости от температурного напора ΔT с точкой отсчета 293 К

В связи с тем, что изменение во времени температуры датчика описывается экспоненциальной зависимостью, асимптотически приближающейся к конечному значению температуры, примем за момент принятия телом температуры T_1 такое значение времени, в которое температура датчика равна $0,95 T_1$ [8]. Тогда время τ_H нагрева или охлаждения датчика от температуры T_0 до температуры T_1 определяется выражением

$$\tau_H = \frac{1}{4a_T \left(\frac{\mu_x^2}{h_x^2} + \frac{\mu_y^2}{h_y^2} + \frac{\mu_z^2}{h_z^2} \right)} \cdot \left| \ln \left(\frac{0,05T_1}{T_1 - T_0} \right) \right|.$$

Вычисления показывают, что оценочное время нагрева датчика от комнатной температуры до $+60^\circ\text{С}$ составляет не менее 14,3 мин, а время охлаждения датчика от комнатной температуры до -70°С – не менее 23,8 мин. При этом необходимо отметить, что в последнем случае значение коэффициента теплоотдачи α выбиралось равным $16,6 \text{ Вт}/(\text{м}^2 \text{ К})$ путем экс-

траполяции данных, представленных на рис. 6, на температурный диапазон $\Delta T = 90$ К с привязкой в сторону понижения температуры.

Средняя по временному интервалу τ_H скорость изменения температуры определяется выражением

$$\left\langle \frac{\partial T}{\partial \tau} \right\rangle = \frac{T_1 - T_0}{\tau_H} \left\{ 1 - \exp \left[-4a_T \tau_H \left(\frac{\mu_x^2}{h_x^2} + \frac{\mu_y^2}{h_y^2} + \frac{\mu_z^2}{h_z^2} \right) \right] \right\}.$$

Скорость изменения температуры датчика при его нагреве от комнатной температуры до $+60^\circ\text{C}$ составляет около 3° в минуту, а при охлаждении датчика от комнатной температуры до -70°C – около 4° в минуту. Следовательно, критических «температурных ударов» в конструкции датчика наблюдаться не будет.

Представленные в настоящей работе материалы свидетельствуют о том, что на основе достаточно простых выражений могут быть проведены предварительные числовые оценки влияния ВВФ на разрабатываемую конструкцию. Проведение таких оценок необходимо как минимум по двум причинам.

Во-первых, результаты предварительного анализа сразу выявят основные «слабые места» конструкции изделия с позиций механико-климатических условий. Это позволит оптимизировать процесс разработки и заметно снизить расходы по соответствующей экспериментальной проработке конструкции.

Во-вторых, предварительный анализ позволит ответить на вопрос о необходимости применения дополнительных средств обеспечения надежности разрабатываемого устройства и их типов.

В нашем примере рассматривались только пассивные элементы конструкции датчика. Это связано с тем, что стойкость активного полупроводникового модуля датчика к механико-климатическим и температурным воздействиям определяется его производителем и поэтому считалась известной.

Предварительный анализ показал, что для предъявлений повышенных требований к конструкции датчика необходимо применение мер индивидуальной защиты полупроводникового модуля или общей защиты датчика в составе аппаратного блока. В состав защитных средств в первую очередь необходимо включить систему термостабилизации. Кроме того, желательна герметизация внутреннего объема с исключением паров воды из герметизируемого пространства. Также можно предусмотреть амортизирующую систему для снижения механических нагрузок того или иного типа.

Защита от других видов воздействий (пыль, агрессивные среды, плесневые грибы и т. д.) обеспечивается наличием специальных кожухов, экранов, герметизацией модулей, использованием стойких покрытий корпуса.

Проблема удовлетворения конструкции датчика требованиям высокой стойкости к ВВФ должна решаться комплексно с учетом условий его предполагаемой эксплуатации, электромагнитной совместимости и стойкости к другим различным воздействиям, например ионизирующим излучениям.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бердичевский Б. Е.* Вопросы обеспечения надежности радиоэлектронной аппаратуры при разработке. М. : Сов. радио, 1977.
2. *Гурзо В. В., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Сотов Л. С., Маринин А. В., Плешков В. В.* Векторный магнитометр малых магнитных полей // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Саратов. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 50–52.
3. Надежность радиоэлектронных систем : Инженерные методы исследования надежности радиоэлектронных систем / Пер. с англ.; под ред. А. М. Половко и А. Г. Варжапетяна. М. : Сов. радио, 1968.
4. *Тиллон Б., Снихг Г.* Инженерные методы обеспечения надежности систем. М. : Мир, 1984.
5. Прочность, устойчивость, колебания: Справочник : В 3 т. / Под общ. ред. И. А. Биргера, Я. Г. Пановко. М. : Машиностроение, 1968.
6. *Кочетов В. Т., Павленко А. Д., Кочетов М. В.* Сопротивление материалов. Ростов н/Д : Феникс, 2001.
7. *Лыков А. В.* Теория теплопроводности. М. : Высш. шк., 1967.
8. *Дульнев Г. Н., Семьяшкин Э. М.* Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах. Л.: Энергия, 1968.

ЭКОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ

УДК 502.36, 621.373, 537.86.029

СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЕ КАК СПОСОБ ЭФФЕКТИВНОГО РЕШЕНИЯ ЭКОЛОГИЧЕСКИХ ПРОБЛЕМ НЕФТЕГАЗОВОГО КОМПЛЕКСА

А. В. Ляшенко

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

Сформулированы основные задачи нового научного объединения ОАО «НИИ-Тантал» (г. Саратов) и направления научной деятельности его подразделений в области современной СВЧ электроники и применения СВЧ-излучения для решения народно-хозяйственных задач.

Ключевые слова: новое научное объединение, СВЧ электроника, применение СВЧ-излучения.

HF-Radiation as the Method of Effective Solving of the Environmental Problems in the Oil and Gas Industry

A. V. Lyashenko

There are formulated the main tasks of new science unification OISC «SRI-Tantal» (Saratov) and research directions of it units in the modern SHF electronics and application of SHF-radiation for solving national economic problems.

Key words: new science unification, SHF electronics, application of SHF-radiation.

Развитие нефтегазового комплекса (НГК) поставило перед человечеством серьезнейшие социально-экологические проблемы, связанные с защитой окружающей среды, и в первую очередь самого человека как основного субъекта экосистемы Земли.

В России добывается порядка 350 млн тонн нефти в год. На предприятия НГК России приходится около 50% вредных атмосферных выбросов, около 40% сбросов отработанной воды и около 30% твердых отходов. Так, на нефтепромыслах теряется до 20% сырой нефти, лишь около 50% газов, поступающих из скважин с нефтью, утилизируются (остальные сгорают в факелах), аварийные разливы нефти составляют более 10%. Все это наносит огромный экологический вред окружающей среде.

Нефтеперерабатывающими заводами (НПЗ) выбрасываются в атмосферу свыше 1 млн т загрязняющих веществ, при этом доля их улова на фильтрах составляет менее 50%. Заводы в РФ выбрасывают в атмосферу около 0,5% перерабатываемого сырья (на Западе – 0,1%), на их долю приходится 1% объема используемой в России свежей воды и 15% сброса сточных вод в российские водоемы. На НПЗ в России ежегодно образуется до 1,6 млн т жидких и твердых отходов, из которых 80% перерабатывается непосредственно на НПЗ; при этом на биологических очистных сооружениях НПЗ скопилось до 8,5 млн т избыточного количества биологически активного ила, и ежегодно на 200 тыс. т возрастает объем не востребованных, так называемых кислых гидратов, содержащих отходы НПЗ.

Системный подход управления качеством окружающей среды при решении экологических проблем НГК до настоящего времени на практике не реализуется. Одна из основных причин этого – отсутствие фактических данных о возможных результатах применения того или иного способа решения конкретных вопросов, связанных с экологическими проблемами отдельных звеньев НГК, например, бурения, очистки нефтесодержащих вод, транспорта нефти и так далее.

Основное загрязнение окружающей среды при добыче нефти происходит в результате аварий трубопроводной системы, транспортирующей высоко обводненную продукцию (нефтепроводы системы сбора нефти), либо нефтесодержащую пластовую воду (система ППД). В любом случае рассматриваемая среда представляет собой попутно добываемую пластовую воду с содержанием нефти до 20%.

В XXI веке значительная часть мировой добычи и первичной переработки нефти осуществляется на морских нефтедобывающих платформах, которые оснащаются многотоннажными, в том числе подводными, резервуарами для нефти и нефтепродуктов, а также подводными нефтепродуктопроводами, аварии на которых могут сопровождаться крупными разливами нефти в районе расположения морских платформ. Это в свою очередь влечет за собой не только экологический ущерб, но и материальный в случае возгорания нефти. Учеными ведется разработка комплекса средств и мероприятий, минимизирующих ущерб в подобных аварийных ситуациях, включающих, в частности, комплексное применение химических средств. На базе экологического мониторинга выявлены три основные категории загрязнений окружающей среды – нефть и нефтепродукты, химические реагенты нефтедобычи (синтетические поверхностно-активные вещества) и токсичные неорганические компоненты, а также оценено их влияние на окружающую среду.

Нами исследовались и были решены два вопроса – вопрос утилизации отработанных буровых растворов с использованием сверхвысокочастотных колебаний (СВЧ) и других технологических отходов бурения неф-

тяных и газовых скважин, в том числе на морских платформах, и вопрос СВЧ-разрушения водонефтяных эмульсий.

Бурение современных нефтяных и газовых скважин осуществляется, как правило, в сложных геолого-технических условиях, и поэтому для регулирования свойств буровых растворов в них вводят специальные химические реагенты, например «понижители» водоотдачи – высокомолекулярные органические гуминовые вещества; карбоксиметилцеллюлоза; полиакрилаты (гипан, К-4, РС-2, метас); сульфит-спиртовая барда (ССБ), ССБ с серной кислотой и формальдегидом; нитролигнин; полифенолы; фосфаты; эмульгаторы; пеногасители (хромлигносульфонаты, АГ-2); хроматы и бихроматы калия и натрия; поверхностно-активные вещества (ПАВ) типа ОП-7, ОП-10; сульфанол и др. Большинство из таких реагентов являются токсичными, могут воздействовать на эколого-гигиеническое состояние окружающей природной среды и оказывать вредное влияние на здоровье человека, т. е. быть экологически опасными для окружающей среды, если отработанные технологические отходы бурения, – буровой шлам, буровые сточные воды и отработанные буровые технологические жидкости – не иммобилизовать, а затем не утилизировать.

Анализ этой проблемы и имеющегося отечественного и зарубежного опыта позволяет сделать вывод, что избежать вредного воздействия на окружающую среду возможно путем превращения отработанного бурового раствора с добавками токсичных химреагентов после СВЧ-обработки для его активации в тампонажный раствор, который затем используется при цементировании обсадных колонн той же скважины [1]. При этом решается сразу несколько экологических проблем: токсичные компоненты иммобилизуются в цементной матрице и на длительный срок «захораниваются» в естественном хранилище – затрубном пространстве скважины; технологические отходы бурения (шлам, сточные воды и отработанные буровые технологические жидкости) утилизируются в виде дешевого тампонажного раствора; затрубное пространство скважины получается максимально герметичным из-за полной аналогии химического и минералогического составов тампонажного раствора, состоящего из выбуренной здесь же породы, и горных пород, слагающих стенки скважины; это сводит до минимума риск экологически опасных водо- нефте- газопроявлений из затрубного пространства скважины.

Такое решение вопроса представляет большой интерес при бурении скважин на нефть и газ (конденсат) с морских платформ на шельфе, так как из-за более высоких требований к экологической безопасности технологические отходы бурения вынуждены вывозить специальными судами на берег для утилизации и захоронения; при этом компоненты тампонажного раствора (цементы, утяжелители и пр.) в больших количествах (до 150 м³/скважина) доставляются на платформу.

Наиболее сложной технологической проблемой, которую необходимо решить для реализации такого проекта, была проблема получения на основе отработанных высокоминерализованных сульфид- и хлормagneзиновых буровых растворов с содержащимися в них токсичными химреактивами, используемых в качестве своеобразной жидкости затворения, тампонажных растворов с нужными технологическими свойствами, а затем высокопрочной малопроницаемой и долговечной в условиях сульфидхлормagneзиальной агрессии минералоподобной цементной матрицы с «включенными» в нее атомами токсичных элементов буровых растворов, т.е. материаловедческая проблема разработки рецептуры цементной матрицы для гидротермальной СВЧ-активации с одновременным гидротермальным отверждением и последующим захоронением ее в затрубном пространстве скважины.

СВЧ-энергия для решения поставленных задач имеет ряд преимуществ перед традиционными способами нагрева:

- возможность объемного нагрева материала при бесконтактном подводе энергии к материалу с любого расстояния;
- возможность полной автоматизации процесса;
- простота дистанционного контроля и управления процессом;
- отсутствие вторичных отходов (электродов и пр.) из-за отсутствия теплоносителя;
- простота и надежность технологии.

Кроме того, СВЧ-нагрев селективен, так как степень нагрева зависит только от электрофизических свойств компонентов и не зависит даже от их теплопроводности.

Для проведения наших работ на предприятии ОАО «Тантал» были спроектированы и изготовлены лабораторная и пилотная СВЧ-установки. Основными узлами этих установок являются: СВЧ-генератор, реактор-контейнер с отверждаемой пульпой и блок управления. Эти СВЧ-установки позволили осуществить гидротермальную синтез нужных нам минералов и отвердить цементную матрицу с минимальными затратами времени и энергии при более низких, чем в природе, температуре и давлении синтеза.

На первом этапе работ предстояло решить проблему повышения прочности цементных матриц при изгибе (так как она обычно в 50 раз меньше, чем при сжатии) при одновременном снижении пористости и водогазопроницаемости даже при твердении в солях. Указанная проблема была решена совместно с В. С. Бакшутковым и др. [2] созданием раствора, содержащего хлорсиликатный, так называемый алинитовый клинкер (от 53 до 57%), минеральную добавку (от 6 до 11%) и жидкость затворения, который в качестве жидкости затворения содержит отработанный высокоминерализованный буровой раствор с конденсированной твердой фазой (поряд-

ка 15%) и $MgCl_2$ (от 36 до 37%). Минеральная добавка содержит окерманит $Ca_2MgSi_2O_6Cl_2$ (от 9 до 35%), мервинит $Ca_3MgSi_2O_7Cl_2$ (от 21 до 45%) и белит $Ca_2SiO_3Cl_2$ (от 9 до 33%), модифицированные хлором, а также хлоралюминат $Ca_{11}Al_{14}O_{33}CaCl_2$ (от 9 до 12%) и гидратационно-активные CaO и MgO (от 8 до 9%). Цементный раствор обладает при этом следующими технологическими свойствами: плотность от 1,73 до 1,80 г/см³, растекаемость от 19 до 2 см, начало схватывания от 1 ч 55 мин до 3 ч 40 мин, конец схватывания от 2 ч 35 мин до 5 ч 30 мин. Полученная матрица обладает достаточно высокой прочностью на изгиб (от 5,2 до 6,1 МПа) при 60°C и необходимой коррозионной стойкостью (Кс) от 0,85 до 0,87. Совместно с М. Я. Бикбау и др. [2] были разработаны цементные матрицы с высокой стойкостью к сульфатной и сероводородной агрессии. Такой цементный раствор, содержащий портландцементный или Cl-Si клинкер (от 56,0 до 63,0%) и ингибирующую добавку (от 6,0 до 11,0%), в качестве жидкости затворения содержит (от 5 до 10%) водный раствор $MgSO_4$ (от 31,0 до 33,0%). При этом ингибирующая добавка содержит модифицированные серой окерманит $Ca_2MgSi_2O_6S$ (от 12,6 до 60,9%), мервинит $Ca_3MgSi_2O_7S$ (от 12,3 до 58,7%) и белит Ca_2SiO_3S (от 15,9 до 16,6%), а также сульфид кальция CaS (от 9,2 до 12,8%). При гидратации окерманита и мервинита (10% раствор $MgSO_4$ и 400 см³/дм³ H_2S) образуются гидросиликаты типа C_2SH , $M_3S_2H_2$ и $C_3S_2H_3$, которые, откладываясь в порах камня матрицы, оказывают мощное кольматирующее воздействие и уплотняют матрицу, повышая ее прочность ($\delta_{изг}$ – до 4,6 МПа), снижая водогазопроницаемость и повышая долговечность (Кс от 0,85 до 0,86).

При утилизации отработанных буровых растворов в условиях бурения с морских платформ может возникнуть необходимость применения растворов пониженной плотности (не 1,8, как обычно, а 0,9...1,3 г/м³) из-за наличия слабосцементированных горных пород, слагающих стенки скважины, и возможных поглощений раствора; естественно, что такие растворы так же должны быть минерализованными, т. е. допускали возможность их приготовления на Cl-SO₄-Mg пластовой или естественной морской воде. Сложность решения задачи состояла в том, что обычно с понижением плотности раствора уменьшается прочность и долговечность камня матрицы, что крайне нежелательно. Эта задача решалась совместно с В. В. Бондаренко и др. [2], в результате чего был разработан пеноцементный раствор, содержащий Ca-Si или Ca-Cl-Si цемента до 100%, жидкость затворения (от 50 до 100%), жидкий (от 0,5 до 3,0%) и твердый (от 1,0 до 5,0%) эмульгаторы, натриевое жидкое стекло (от 1,0 до 4,0%) и воздух (от 0,015 до 5,0%); в качестве жидкости затворения применяли морскую воду Баренцева моря и отработанный высокоминерализованный Cl-Mg буровой раствор с конденсированной твердой фазой. Полученная матрица при плотности от 1150 до 1230 кг/м³ имеет прочность при изгибе от 2,30 до 3,40 МПа; водогазопроницаемость и долговечность – в пределах нормы.

Для СВЧ-иммобилизации и захоронения «облегченных» цементных матриц в условиях высоких температур (до 200°C) и давлений (до 15 МПа) был также разработан [2] не содержащий обычно применяемых токсичных химреагентов типа бихроматов Na, K специальный раствор на основе Ca-Si или Ca-Cl-Si цемента (100 ч.) и гранулированного доменного шлака (от 5 до 450 ч.) в смеси с активной минеральной добавкой (от 10 до 350 ч.); в качестве жидкости затворения применяли минерализованную хлористым натрием и хлористым кальцием воду (от 50 до 680 ч.) или буровой раствор (солегель, рапа, морская вода), в качестве химической добавки – реагент ГИПП-7 (от 0,20 до 4,17 ч.). Данный раствор имеет хорошие реологические свойства: растекаемость от 19 до 23 см, время загустевания от 1,50 до 3,00 ч; высокую седиментационную устойчивость и суффозионную стойкость раствора при низком водоотделении. Полученные матрицы обладают высокой прочностью камня при изгибе (от 6,5 до 12,5 МПа), низкой газопроницаемостью (от 0,021 до 0,004 мД), высокой коррозионной и термической стойкостью и долговечностью, что гарантирует их стабильность и экологическую безопасность для окружающей среды.

Разрушение водонефтяных эмульсий (быстрое и полное) особенно важно при очистке от нефти и нефтепродуктов на очистных сооружениях установок подготовки нефти. В отечественной практике для очистки применяется динамический отстой в резервуарах. По паспортным характеристикам, отечественные резервуары-отстойники обеспечивают очистку нефти и нефтепродуктов от 30 до 50 мг/л, однако на практике эти показатели практически не достигаются из-за наличия высокостабильной водонефтяной эмульсии, требующей столь длительного пребывания в отстойных аппаратах, что на практике оказывается неприемлемым. Этот процесс усугубляется присутствием химических реагентов нефтедобычи (синтетических ПАВ) в попутно добываемых пластовых водах, что является технологически неизбежным. Экономически приемлемых методов удаления синтетических ПАВ из пластовых вод в настоящее время не существует, известно только адсорбционное удаление ПАВ при доочистке остатков нефтепромысловых вод в замкнутых системах водоснабжения, например буровых.

При подготовке к добыче нефти применяется способ разрушения нефтяной эмульсии электрическим полем промышленной частоты – так называемый метод ЭЛОУ. Недостатками этого способа являются короткие замыкания электродов при напряжении на них от 25 до 30 кВ (особенно при содержании воды в нефти более 5%), малое время обработки эмульсии электрическим полем (порядка 0,7 с) и сильная коррозия электродов, находящихся в контакте с солями и кислотами нефти. Кроме того, при некоторых значениях электропроводности нефти процесс деэмульсации в обычных объемных электродегидраторах, в которых функции электрообработки и отстаивания совмещены в одной емкости, становится нерентабельным. Выходом из этого затруднения является создание выносных ап-

паратов, предназначенных только для укрупнения капель эмульсии; последующее разделение фаз должно осуществляться в отдельном отстойнике. Для успешного ведения процесса укрупнения капель воды в этих устройствах важно обеспечить оптимальный гидродинамический режим течения эмульсии по трубопроводу и время ее пребывания в межэлектродной зоне.

В соответствии с этим была поставлена задача разработки СВЧ-устройства с длительным временем обработки водонефтяной эмульсии электромагнитным полем без электродов, подверженных коррозии. Разрушение нефтеводяной эмульсии СВЧ-полями основано на том, что нефть «прозрачна» для СВЧ-излучения, а вода его хорошо поглощает. За счет этого происходит селективный нагрев капель воды и как следствие разрушение бронирующих оболочек на их поверхности, так как оболочки состоят из веществ с низкой температурой плавления – смолы, асфальтены, парафины и т. д. [3]. Исходя из сказанного, нами (совместно с О. А. Сироткиным и др.) разработана установка, представляющая собой смеситель – цилиндрический стеклянный сосуд с пропеллерной мешалкой, расположенный перед открытым концом волновода, который возбуждался СВЧ-магнетроном [4]. В процессе обработки эмульсии смеситель не обогревался, деэмульгатор не применялся. Перемешивание осуществлялось от электродвигателя в процессе облучения нефти в смесителе. После СВЧ-обработки эмульсия отстаивалась в стеклянном отстойнике при комнатной температуре без термостатирования от 8 до 10 часов. Затем отбирали пробу нефти, в которой определяли остаточное содержание воды по методу Дина–Старка.

Первые эксперименты были проведены при работе магнетрона в непрерывном режиме. Исследовались пробы естественной эмульсии с объемной долей воды 1,2%, время облучения составляло 10 мин. Анализ результатов определения содержания солей в отстаившейся нефти, обработанной в импульсном и непрерывном режиме СВЧ-облучения, показал преимущества импульсного режима: содержание воды при одинаковой средней мощности в непрерывном режиме снизилось практически до следов: 0,03% – в импульсном режиме и 0,7% – в непрерывном режиме; содержание солей как следствие уменьшения воды также снизилось: 14 мг/дм³ – в импульсном режиме и 76 мг/дм³ – в непрерывном режиме.

Результаты контрольных замеров показали незначительное изменение содержания солей (по воде – полное совпадение). Однако с точки зрения затрат на энергетику импульсный режим с мощностью СВЧ-обработки $P = 360$ Вт мало перспективен, поэтому дальнейшие исследования были направлены на снижение величин средней мощности и времени обработки.

Снижение P до величины 56 Вт при времени обработки 10 мин дало большее содержание остаточной воды, чем при $P = 300$ Вт. Затем мощность $P = 56$ Вт не менялась, а уменьшалось время обработки; снижение времени обработки дало лучшие результаты. Увеличение содержания оста-

точной воды при 10 мин перемешивания по сравнению с 5 мин связано с большей степенью диспергирования капель воды и как следствие – с более медленным разрушением эмульсии. Контрольные эксперименты подтвердили этот вывод. Расчет затрат электроэнергии проводился для режима с $P = 60$ Вт и временем обработки 5 мин, что дало 50 (Вт/ч)/т. Из этих результатов следует, что непрерывный режим с точки зрения энергетических затрат оказался невыгоден, почему впоследствии от него отказались.

Эксперименты СВЧ-обработки в течение 2 и 5 мин, и неизменном режиме СВЧ-облучения показали, что содержание воды не изменилось, поэтому 2 мин СВЧ-облучения были взяты за основу для разработки пилотного образца СВЧ-установки. За основу разработки эксплуатационных параметров пилотного образца установки для разрушения водонефтяной эмульсии был взят принцип моделирования гидродинамических режимов движения эмульсии по трубопроводу. Основным критерий гидродинамического подобия – число Рейнольдса. В случае течения жидкости по трубе, число Рейнольдса

$$Re = \frac{VD}{\nu},$$

где V – средняя скорость движения жидкости; D – диаметр трубы; ν – кинематическая вязкость. D был задан и равен 200 мм. Для реализации $Re = 400$, а именно эта величина и была заложена для турбулентного режима во всех экспериментах, необходима скорость эмульсии, равная 0,04 м/с. Считая, что капли воды движутся в среднем с этой скоростью, находим длину диэлектрического отрезка трубопровода $L = t \cdot v = 4,8$ м, где t – время пребывания глобул воды в СВЧ-поле, которое выбиралось равным 2 мин. Расход нефти с плотностью $\rho = 900$ кг/м³ и указанными величинами L и D составляет

$$Q = L \cdot V \cdot \rho \cdot 0,25 \cdot D^2 = 1,13 \text{ кг/с.}$$

Пилотная установка для разрушения водонефтяной эмульсии производительностью 1,13 кг/с включает генератор СВЧ-излучения с источником питания и щелевую антенну-волновод с прорезями, через которые электромагнитное СВЧ-поле обрабатывает нефть, движущуюся по диэлектрическому отрезку нефтепровода длиной 4,8 м; затем СВЧ-обработанная эмульсия поступает в отстойник. Основное преимущество данной конструкции по сравнению с традиционными установками типа ЭЛОУ состоит в том, что отсутствуют электроды, находящиеся в контакте с нефтью, а время обработки эмульсии увеличено с 0,7 с до 2 мин. Таким образом, поставленная задача представляется имеющей решение; процесс разрушения эмульсии здесь происходит во время ее естественного движения (перекачки) по нефтепроводу, а разделение фаз осуществляется в отдельном отстойнике.

Так, экспериментально была установлена возможность разрушения водонефтяной эмульсии СВЧ-полями до следов (содержание воды 0,03%) за счет селективного СВЧ-нагрева глобул воды, устраняющего защитный слой на их поверхности. Использование СВЧ-энергии позволяет реализовать протяженную обработку эмульсии в процессе ее транспортировки по трубопроводу, что увеличивает время разрушения защитного слоя на каплях воды в 200 раз. Разделение фаз после обработки водонефтяной эмульсии СВЧ-полями происходит в отдельном отстойнике, из которого обезвоженная нефть затем может поступать на перегонку. Отсутствие в СВЧ-способе электродов, находящихся в контакте с солями и кислотами нефти, экономически более выгодно, чем традиционное применение электрического поля. Затраты электроэнергии на обезвоживание одной тонны нефти при времени обработки в СВЧ-полях порядка двух минут, составляют около 20 кВт/ч.

На следующем этапе работы нами совместно с Э. В. Перовским и О. А. Сироткиным была исследована возможность применения СВЧ-излучения как способа борьбы с микробным заражением углеводородных топлив.

Одним из факторов, отрицательно влияющих на качество углеводородного топлива, является его микробное заражение [5]. В частности, результатом жизнедеятельности бактерий является присутствие в топливе высокотоксичного и коррозионно-активного сероводорода, разрушающего поверхность пар трения двигателей и повышающего токсичность выхлопных газов.

Уничтожение микроорганизмов, способных разрушать углеводороды, обычно проводится химическим способом с применением биоцидов, к которым предъявляется ряд важных требований – совместимость с топливом и присадками, экологическая безопасность и пр. Соответствие комплексу этих требований обычно на практике труднодостижимо.

Признавая определенную эффективность химической обработки, мы считаем необходимым обратить внимание и на безреагентные, физические методы уничтожения бактерий. В частности, к ним относится радиоволновое или неионизирующее излучение. Здесь ярко выраженным биологическим действием обладает электромагнитное сверхвысокочастотное поле с частотой 2,4 ГГц. [6]. В нашем случае это поле наиболее интересно и перспективно, так как для него углеводородная фракция прозрачна, т.е. СВЧ-сигнал проходит сквозь топливо без ослабления и какого-либо на него воздействия, а биологические объекты, в том числе и микроорганизмы, богатые водой, СВЧ-энергию хорошо поглощают и разрушаются (согласно литературным данным, поглощение электромагнитного излучения дизельным топливом, в частности, имеет место только на частотах 64–72 ГГц, следствием чего является приобретение топливом новых свойств и его модифицирование [7]; эти частоты, как легко заметить, далеки от используемых

нами, и какого-либо сопутствующего изменения свойств углеводородных топлив места здесь не имеет).

Биофизические аспекты действия СВЧ-микроволн на организменном, клеточном или молекулярных уровнях в рамках данной работы не изучались. Этому вопросу посвящено достаточно большое число работ, в которых установлена зависимость биологических эффектов от частоты облучения, плотности энергии, времени экспозиции, диэлектрических постоянных клеток и т. д. [8].

Согласно представлениям, развиваемым в этих работах, связи в живых молекулах могут быть разорваны сильным электромагнитным СВЧ-полем, причем даже без использования нагрева [9]. Для этой цели лучше всего подходят короткие, но мощные СВЧ-импульсы электромагнитного поля. При этом забираемая из сети энергия мала, температура облученного объекта повышается незначительно и качество топлива не ухудшается, тогда как термонагрев энергетически невыгоден, а в случае работы с топливом он просто неприменим. Конечно, не следует считать, что СВЧ-поле дает только стерилизующий эффект. Известны случаи, когда СВЧ-излучение оказывает и нормализующее действие на биологические объекты [10], однако в своих экспериментах мы это явление не наблюдали.

В 2004 г. на предприятии ОАО «Тантал» совместно с Институтом биохимии и физиологии растений и микроорганизмов (ИБФРМ РАН) было проведено предварительное исследование по выживаемости бактериальной микрофлоры в сырой нефти после ее обработки импульсным СВЧ-полем. Сырая нефть была выбрана как модельная среда, поскольку в ней развиваются те же микроорганизмы, что и в топливе; идентификация бактерий не проводилась. Наши исследования выполнялись в два этапа. На первом этапе облучалось 10 мл сырой нефти с бактериальной микрофлорой, внесенной в нефть в лаборатории экологической биотехнологии ИБФРМ РАН. Исходная численность микроорганизмов составила $1,15 \cdot 10^2$ кое/мл. Для проведения экспериментов была собрана СВЧ-установка (стенд) на базе серийного магнетрона М141, работающего в импульсном режиме на частоте 2,4 ГГц. Волноводная часть установки состояла из циркулятора, предназначенного для защиты магнетрона от обратной волны и закороченного с одного конца волновода, в котором на расстоянии $\lambda/4$ от закоротки размещалась пробирка с нефтью. Здесь $\lambda = 12,2$ см – длина электромагнитной волны. Такая конструкция позволяла в несколько раз увеличить напряженность электромагнитного поля в области, где находится облучаемый объект.

Во всех экспериментах (таблица), за исключением № 3, длительность экспозиции составила 60 с, длительность импульса СВЧ-поля всегда была 10 мкс, начальная температура нефти 22°C. Варьировалась величина импульсной мощности $P_{\text{имп}}$ и скважность Q , через которую можно найти $P = P_{\text{имп}}/Q$ – среднюю мощность. Здесь P обуславливает термонагрев нефти $T^\circ\text{C}$ и «крутит» счетчик электроэнергии.

**Выживаемость бактерий под действием СВЧ- излучения
(начальная температура нефти 22°C)**

№	Параметры СВЧ- сигнала (время импульса СВЧ- поля = 10 мкс)	Выживаемость бактерий, %
1	$P_{\text{имп}} = 40 \text{ кВт}$ $Q = 200$ $P = 200 \text{ Вт}$ $T^{\circ}\text{C} = 35^{\circ}\text{C}$ $t = 60 \text{ с}$	2
2	$P_{\text{имп}} = 30 \text{ кВт}$ $Q = 200$ $P = 150 \text{ Вт}$ $T^{\circ}\text{C} = 30^{\circ}\text{C}$ $t = 60 \text{ с}$	4
3	$P_{\text{имп}} = 40 \text{ кВт}$ $Q = 200$ $P = 200 \text{ Вт}$ $T^{\circ}\text{C} = 38^{\circ}\text{C}$ $t = 90 \text{ с}$	0
4	$P_{\text{имп}} = 40 \text{ кВт}$ $Q = 800$ $P = 50 \text{ Вт}$ $T^{\circ}\text{C} = 26^{\circ}\text{C}$ $t = 60 \text{ с}$	37

После обработки СВЧ-полем образца нефти переходили ко второму этапу – определению численности выживших микроорганизмов. Эта операция проводилась в лаборатории экологической биотехнологии ИБФРМ РАН методом предельных разведений с определением наиболее вероятного количества клеток микроорганизмов в единице объема супсенции (по методике Мак-Креди). Для подсчета микроорганизмов была использована модифицированная среда Бушнела–Хааса для нефтеокисляющих микроорганизмов. Результаты также представлены в таблице.

Из проведенных опытов следует, что СВЧ-облучение промышленной частоты 2,4 ГГц в импульсном режиме генерации оказывает стерилизующее действие; это говорит о том, что поставленная в [1] задача устранения биоразложения топлива может быть эффективно решена не только известными химическими способами, но и с применением СВЧ-излучения.

Следует отметить, что полученные результаты хорошо коррелируются с результатами наших работ, выполненных ранее по проблеме разрушения водонефтяных эмульсий СВЧ-полями [11]. Экспериментально установленная нами возможность эффективного разрушения водонефтяных эмульсий импульсными СВЧ-полями до следов (содержание воды 0,03%) подтверждает вывод о механизме процесса: он происходит благодаря разрушению молекул микроорганизмов в водосодержащей фракции эмульсии, которые и определяли ее высокую устойчивость. При воздействии на

эмульсию СВЧ-излучения на частоте 2,4 ГГц позволяет одновременно решить две важные проблемы – обезвредить углеводородное топливо и ликвидировать микробное заражение, что повышает его качество и способствует защите окружающей среды при использовании в двигателях внутреннего сгорания.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Бакуттов В. С.* Минерализованные тампонажные растворы. М. : Недра, 1986.
2. *Ляшенко А. В. и др.* Применение СВЧ-энергии при отверждении промышленных отходов нефтегазового комплекса для обеспечения их экологической безопасности при длительном хранении // Актуальные проблемы состояния и развития нефтегазового комплекса России : Тр. IV науч.-техн. конф. М. : Ноосфера, 2001.
3. *Ляшенко А. В. и др.* Разрушение водонефтяных эмульсий и обезвоживание нефти с применением СВЧ-энергии // Новые технологии для очистки нефтезагрязненных вод, почв, переработки и утилизации нефтешламов : Тр. Междунар. конф. Москва, 10–11 дек. 2001 г. М. : Ноосфера, 2001.
4. *Лакатош Г., Беликов О. Е.* Поражение различных видов топлива и его последствия // Нефтяное хозяйство. 2000. № 5.
5. *Игнатов В. В., Панасенко В. И., Пиденко А. П. и др.* Влияние электромагнитных полей сверхвысокочастотного диапазона на бактериальную клетку. Саратов : Изд-во Сарат ун-та, 1978.
6. *Рудаков В. И., Кравченко В. М.* Микроволновые технологии в народном хозяйстве. Внедрение. Проблемы. Перспективы. Южный филиал отделения промышленной радиоэлектроники МАИ. Киев; Одесса : Наук. думка, 2000.
7. *Потанченко Н. Г., Савлук О. С.* Антимикробное действие электромагнитных излучений и обеззараживание воды // Химия и технология воды. 1990. Т. 12, № 10.
8. *Шмырев В. В.* Промышленное применение импульсной СВЧ-энергии // Электронная техника. Сер. СВЧ-техника. 2000. Вып. 2 (476).
9. *Исмаилов Э. Ш.* Биофизическое действие СВЧ-излучения. М. : Энергоатомиздат, 1987.
10. *Ляшенко А. В.* Применение СВЧ-энергии для решения экологических проблем нефтегазового комплекса // Защита окружающей среды в нефтегазовом комплексе. М., 2002. № 2. С. 23–26.
11. Пат. 2176417 РФ. МПК⁷ G21F9/16; G21F9/30. Способ обработки высокотоксичных промышленных отходов / Ляшенко А. В. (Россия); № 20010107497; Заявл. 22.03.2001; Оpubл. 23.07.2001; приоритет 22.03.2001.

СВЧ-СПОСОБЫ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА И ЭКОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ РАЗНЫХ ВИДОВ УГЛЕВОДОРОДНОГО ТОПЛИВА

А. В. Ляшенко, Э. И. Жалковский, Н. Б. Ковылов, В. А. Костяков

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

Настоящая статья описывает применение диэлектрических свойств углеводородов для определения октановых чисел топлив и для сопутствующих целей.

Ключевые слова: углеводородное топливо, относительная диэлектрическая проницаемость, угол диэлектрических потерь, элементы измерительных трактов в диапазоне СВЧ, элементы цифровой техники.

SHF-Methods for Control of Quality and Environmental Safety of Various Hydrocarbons Fuel Types

A. V. Lyashenko, E. I. Zhalkovsky, N. B. Kovylov, V. A. Kostyakov

This article describes the application of dielectric properties for determining the octane number of hydrocarbon fuels and for related purposes.

Key words: hydrocarbon fuel, relative dielectric constant, dielectric loss angle, elements of the measurements channels in the SHF-band, elements of digital technology.

Применение СВЧ-излучения позволяет применить диэлькометрический метод измерения диэлектрической проницаемости углеводородных топлив ϵ в качестве информационного параметра, характеризующего их октановое число как основного показателя их качества.

Известны *резонансные методы* измерения диэлектрической проницаемости в соответствии с ГОСТ 27496.2-87 [1; с. 16–21].

Особые преимущества этих методов на СВЧ- по сравнению с другими, как указано в ГОСТе, определяются возможностью реализовать высокую добротность Q .

Высокая добротность обеспечивает возможность измерения низких значений тангенса угла диэлектрических потерь и высокую разрешающую способность метода по относительной диэлектрической проницаемости ϵ :

$$\left(\frac{\Delta\epsilon}{\epsilon} \right)_{\min} = \frac{2\delta f_{\min}}{f_{\epsilon}} = \frac{\sqrt{\left(\frac{U_p}{U} \right)^2 - 1}}{Q}, \quad (1)$$

где $\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}\right)_{\min}$ – разрешающая способность; δf_{\min} – минимальное отклонение

частоты; f_ε – резонансная частота с диэлектриком; $\frac{U_p}{U}$ – отношение резонансного напряжения U_p к напряжению U , соответствующему минимальному отклонению от резонанса.

$$\text{При } \frac{U_p}{U} = 1,41 \rightarrow \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = \frac{1}{Q}.$$

$$\text{При } \frac{U_p}{U} = 1,1 \rightarrow \frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} = \frac{1}{2Q}.$$

Таким образом, разрешающая способность резонансного метода целиком определяется добротностью резонатора, нагруженного измеряемым материалом.

Однако высокая добротность в этом случае может быть реализована лишь для диэлектрических сред, обладающих малым тангенсом угла диэлектрических потерь.

Большинство твердых и жидких диэлектрических материалов этому требованию не удовлетворяет, особенно с учетом наличия в них различных примесей.

Проблема обеспечения высокой разрешающей способности $\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon}$ для материалов, не отвечающих требованию малых диэлектрических потерь, решается фазовым методом измерения диэлектрической проницаемости на СВЧ [2].

Простейший вариант структурной схемы фазового метода приведен на рис. 1.

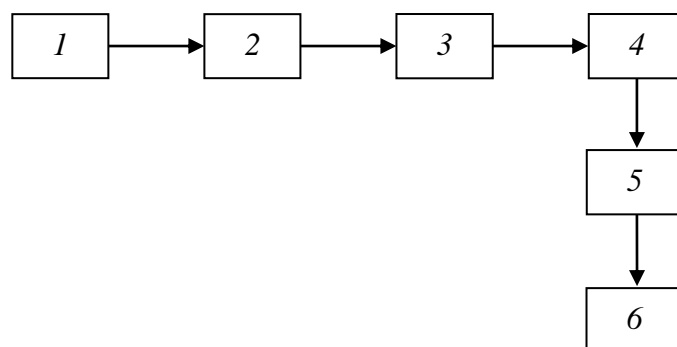


Рис. 1. Структурная схема фазового метода: 1 – генератор; 2 – фазовращатель; 3 – аттенюатор; 4 – измерительный тракт; 5 – детектор; 6 – индикатор

Измерение комплексной диэлектрической проницаемости фазовым методом происходит путем сравнения измеряемого материала с эталонным.

Измеряемый материал помещается в измерительный тракт 4; с помощью фазовращателя 2 и аттенюатора 3 устанавливаются фаза и амплитуда сигнала, соответствующие эталонному материалу. По изменению фазы на фазовращателе и величине диэлектрической проницаемости эталонного материала $\varepsilon_{\text{эт}}$ определяется диэлектрическая проницаемость измеряемого материала ε .

$$\varepsilon = \varepsilon_{\text{эт}} \left(1 + \frac{2\delta n_{\varepsilon}}{n_{\varepsilon}} \right), \quad (2)$$

где n_{ε} – электрическая длина измерительного тракта, заполненного измеряемым материалом; δn_{ε} – изменение электрической длины по сравнению с эталонным материалом.

Разрешающая способность определяется соотношением

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{\text{эт}}} = \frac{2\delta \cdot n_{\text{min}}}{n_{\varepsilon}}, \quad (3)$$

т.е. разрешающая способность тем выше, чем больше электрическая длина измерительного тракта с измеряемым материалом. Так, например, при минимальном изменении электрической длины $2\delta \cdot n_{\text{min}} = \frac{3}{360} \cong 0,01$ и $n_{\varepsilon} = 20$

$$\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon} \cong 0,001.$$

Однако существенной проблемой для этого метода является необходимость подбора эталонного материала. Требования к этому подбору тем выше, чем больше электрическая длина измерительного тракта, так как допустимая величина отклонения от эталона не должна превышать

$$\left(\frac{\Delta\varepsilon}{\varepsilon_{\text{эт}}} \right)_{\text{max}} \leq \frac{1}{n_{\varepsilon}}. \quad (4)$$

Это обусловлено периодическим характером фазовых характеристик.

Таким образом, при больших n_{ε} , требуемых для высокой разрешающей способности, подбор необходимого эталонного материала в большинстве случаев не удастся реализовать, в особенности для жидких материалов, например нефтепродуктов, органических соединений и т. д.

Предлагаемый нами способ измерения диэлектрической проницаемости распространяется на жидкие материалы и в какой-то мере может быть использован для сыпучих материалов.

Он основан на измерении положения минимума напряжения стоячей волны в длинной линии. При этом используется зависимость электрической длины линии от ε , которая выводится из известных соотношений, связывающих ε с постоянными распространения электромагнитных волн в диэлектрическом материале [1].

Существенное отличие предлагаемого нами способа состоит в том, что измеряют изменение электрической длины при заполнении измерительного тракта испытуемой жидкостью или освобождении от нее. При этом определяют число полуволн N , характеризующее изменение электрической длины и частоту f_1 , соответствующую минимуму напряжения стоячей волны в заполненном измерительном тракте, ближайшую (в сторону уменьшения) от частоты, соответствующей минимуму стоячей волны в пустом измерительном тракте. На рис. 2 представлен простейший вариант структурной схемы, в которой реализуется предлагаемый способ измерения ϵ .

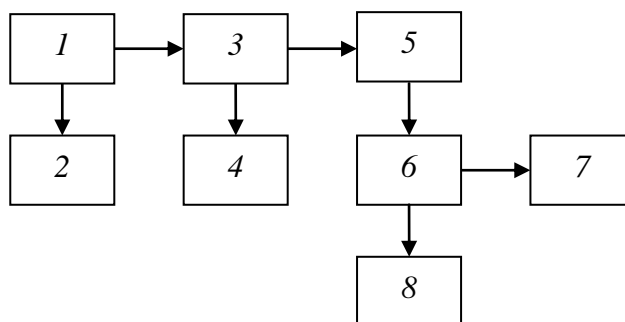


Рис. 2. Структурная схема измерения ϵ (вариант 1): 1 – СВЧ-генератор; 2 – измеритель частоты; 3 – циркулятор; 4 – согласованная нагрузка; 5 – измерительный тракт; 6 – детекторная головка; 7 – индикатор; 8 – счетчик импульсов

В качестве источника сигнала используется перестраиваемый по частоте СВЧ-генератор 1 с измерителем частоты 2.

Сигнал через циркулятор 3 поступает в измерительный тракт 5, который представляет собой длинную линию, закороченную с одного конца.

Во входной части измерительного тракта расположен зонд, через который с помощью детекторной головки 6 снимается сигнал, пропорциональный квадрату напряжения стоячей волны, и фиксируется на индикаторе 7.

Число импульсов, соответствующих прохождению сигнала через минимум стоячей волны, фиксируется визуально или с помощью счетчика импульсов 8.

Предлагаемый нами способ реализуется следующим образом.

С помощью генератора и измерителя частоты устанавливается частота f_0 , соответствующая минимуму напряжения стоячей волны в пустом измерительном тракте. Затем измерительный тракт заполняют испытуемой жидкостью. Заполнение производится вдоль оси распространения электромагнитных волн. После заполнения измерительного тракта испытуемой жидкостью частота f уменьшается относительно f_0 и устанавливается частота f_1 , ближайшая к f_0 , соответствующая минимальному напряжению стоячей волны.

В процессе заполнения или освобождения измерительного тракта от испытываемой жидкости происходит изменение электрической длины тракта, что приводит к периодическому прохождению через зонд минимального напряжения стоячей волны.

Количество прошедших минимумов N характеризует изменение электрической длины и измеряется визуально или с помощью цифрового индикатора.

Скорость заполнения определяется инерционностью счетчика. Поэтому при использовании электронных счетчиков скорость заполнения тракта жидким диэлектриком практически не ограничена.

Второй вариант реализации предложенного нами способа представлен структурной схемой (рис. 3).

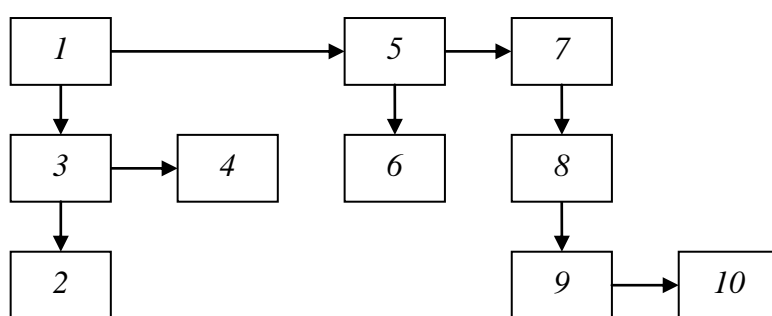


Рис. 3. Структурная схема измерения ε (вариант 2): 1, 2 – СВЧ- генераторы; 3 – смеситель; 4 – измеритель разности частот; 5 – циркулятор; 6 – согласованная нагрузка; 7 – измерительный тракт; 8 – детекторная головка; 9 – счетчик импульсов; 10 – индикатор

В отличие от первого варианта (см. рис. 2) здесь добавляются второй генератор 2, смеситель 3 и измеритель разности частот 4.

Вместо частоты f_1 , соответствующей минимуму напряжения стоячей волны в заполненном волноводе, измеряется разность частот $\delta f = f_0 - f_1$, соответствующих минимуму напряжения стоячих волн в пустом и заполненном волноводе.

Величина ε определяется из соотношений, учитывающих тип используемого измерительного тракта, и варианта предлагаемого способа.

Для коаксиального тракта:

– в первом варианте

$$\varepsilon = \left[\left(1 + \frac{N}{2n_0} \right) \frac{f_0}{f_1} \right]^2, \quad (5)$$

– во втором варианте

$$\varepsilon = \left(\frac{1 + \frac{N}{2n_0}}{1 - \frac{\delta f}{f_0}} \right)^2. \quad (5a)$$

Для волновода:

– в первом варианте

$$\varepsilon = \left[\left(\frac{1 + \frac{N}{2n_0}}{f_1} \right) \frac{f_0}{f_1} \right]^2 + \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2, \quad (6)$$

– во втором варианте

$$\varepsilon = \left(\frac{1 + \frac{N}{2n_0}}{1 - \frac{\delta f}{f_0}} \right)^2 + \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2, \quad (6a)$$

где f_0 – частота, соответствующая минимуму напряжения стоячей волны в пустом измерительном тракте; n_0 – число полуволн на частоте f_0 в свободном пространстве с геометрической длиной, равной длине измерительного тракта l_0 , соответствующей расстоянию от зонда до короткозамкнутого конца тракта; λ_0 – длина волны в свободном пространстве на частоте f_0 ; a – размер поперечного сечения волновода.

Все указанные параметры при выбранной конструкции измерительного тракта и фиксированном диапазоне частот являются постоянными величинами, не зависящими от свойств измеряемых материалов.

Указанные соотношения выводятся из фундаментального уравнения для относительной диэлектрической проницаемости ε [1]

$$\varepsilon = \lambda_0^2 \frac{\beta^2 - \alpha^2}{2\pi^2} + \frac{1}{\lambda_c^2}, \quad (7)$$

где α и β – постоянные распространения; λ_c – критическая длина волны используемого тракта.

Второй вариант предлагаемого нами способа обладает более высокой разрешающей способностью за счет большей точности отсчета разности частот. Однако он в связи с усложнением структурной схемы является более дорогим. Вопрос о выборе варианта решается в зависимости от конкретных требований.

При проверке предлагаемого способа в качестве испытуемой жидкости использовался толуол. Проверка проводилась по первому варианту в соответствии со структурной схемой рис. 2. Функции генератора и измерителя частоты выполнял стандартный генератор типа Г4-83. Использовался волноводный циркулятор сечением 23×10 мм с согласованной коаксиаль-

ной нагрузкой ($K_{CBH} \leq 1,4$), подключенной к выходу циркулятора через стандартный волноводно-коаксиальный переход.

Измерительный тракт представлял собой волновод сечением 23×10 мм, закороченный с одного конца. Вблизи другого конца расположен зонд, с которого с помощью детекторной головки снимается сигнал, пропорциональный напряжению стоячей волны. В детекторной головке используется диод типа Д405. В качестве индикатора используется вольтметр типа В7-27А/1. Расстояние между зондом и короткозамкнутым концом волновода соответствует $l_0 = 18,38$ см. На таком расстоянии на частоте $f_0 = 9792$ МГц, соответствующей длине волны в свободном пространстве $\lambda_0 = 3,0637$ см, укладывается $n_0 = 12$ полуволн. Число полуволн N , соответствующее изменению электрической длины при заполнении или освобождении измерительного тракта от толуола, определялось визуально и соответствовало $N = 8$.

Ближайшая от f_0 частота, соответствующая минимуму напряжения стоячей волны, после заполнения измерительного тракта толуолом составляла $f_1 = 9401$ МГц.

Подставляя данные, обусловливаемые конструкцией измерительного тракта, $f_0 = 9792$ МГц, $\lambda_0 = 3,0637$ см, $n_0 = 12$, 2 ; $a = 4,6$ см и измеренные $N = 8$, $f_1 = 9401$ МГц в соотношении (6) получим

$$\varepsilon = \left[\left(1 + \frac{8}{24} \right) \frac{9792}{9401} \right]^2 + \left(\frac{3,0637}{4,6} \right)^2 = 2,373. \quad (8)$$

Измерения проводились при температуре $t = 25^\circ\text{C}$. При указанной температуре, согласно справочным данным [3], значение ε для толуола составляет 2,379.

Основными преимуществами предлагаемого способа являются измерение относительной диэлектрической проницаемости с высокой разрешающей способностью и устранение необходимости использования эталонных материалов.

Таким образом, на первом этапе работы нами был предложен и реализован способ измерения относительной диэлектрической проницаемости жидких сред на СВЧ, основанный на измерении положения минимума стоячей волны в измерительном тракте. Способ отличается тем, что изменение электрической длины тракта определяется непосредственно в процессе его заполнения испытуемой жидкостью или освобождения от нее. При этом определяются число полуволн, характеризующее изменение электрической длины, и частота, соответствующая минимуму напряжения стоячей волны в заполненном измерительном тракте [4].

На следующем этапе работы нами была решена практическая задача контроля качества и экологической безопасности (наличия или отсутствия экологически вредных компаундных добавок) нефтепродуктов, а именно – определения марки автомобильных бензинов.

В настоящее время определение марки автомобильных бензинов осуществляется путем измерения октанового числа стандартными методами ГОСТ 8826-82 (исследовательский метод) и ГОСТ 511-82 (моторный метод). Указанные методы являются весьма громоздкими, трудоемкими и дорогостоящими.

В последнее время появился ряд сообщений о создании приборов, измеряющих октановое число экспресс-методом (октанометр «АС-98», ООО «Протон», г. Самара; октанометр с ВП1.00.066, ООО НПККЦ, г. Санкт-Петербург; октанометр ОАО «Комета», пат. № 2100803, Россия, Бюл. изобр. № 36, 1977 г.; октанометр типа АК-3Б, г. Новосибирск, Российская Инженерная академия, Сибирский филиал).

В этих приборах, названных октанометрами, в качестве информационного параметра используется диэлектрическая проницаемость ϵ и как следствие применяется диэлькометрический метод измерения. Это позволило создать малогабаритные приборы, резко сократить трудоемкость и стоимость измерений.

Указанные октанометры обеспечивают простоту и удобство в эксплуатации, а время измерения сокращается до нескольких секунд.

Принцип действия октанометра ОАО «Комета» основан на зависимости октанового числа от ϵ , выраженной кубическим уравнением. Для решения задачи применяется сложная электрическая схема с использованием цифровой техники. Прибор содержит емкостный датчик для измерения диэлектрической проницаемости пробы бензина. Датчик выполнен в виде двух коаксиально расположенных вертикальных цилиндрических электродов. Внутри емкостного датчика расположен датчик температуры. Датчик включен в частотнозависимую цепь автогенератора, который подключен к вычислительному блоку, соединенному с блоком ввода данных и блоком цифровой индикации. Кроме того, схема содержит аналого-цифровой преобразователь, масштабирующие усилители, электронные переключатели.

Указанный прибор, благодаря сложной электрической схеме, позволяет определить октановое число бензина с достаточной точностью с учетом температуры.

Такие приборы наиболее пригодны для АЗС (автозаправочных станций). Однако в большинстве случаев для массового потребителя наиболее важным фактором является стоимость прибора. С этой точки зрения представляется целесообразным создание прибора, определяющего не октановое число, а интервал октановых чисел, в который попадает бензин данной пробы. Автомобильный бензин согласно ГОСТ Р 51105-97 подразделяется на марки: Норма-80 (А-80), Регуляр-91 (А-91), Премиум-95 (А-95), Супер-98 (А-98), соответствующие следующим интервалам октановых чисел: 80–91, 91–95, 95–98, выше 98. Для определения марки бензина достаточно установить, что октановое число измеряемого бензина лежит в пределах одного из указанных интервалов. Так, например, если бензин имеет

октановое число 82, то его марка А-80. В этом случае требования к прибору резко упрощаются и соответственно упрощается электрическая схема. Это обусловлено тем, что при определении марки бензина нет необходимости идентифицировать выходное напряжение с октановым числом и, следовательно, воспроизводить сложную зависимость октанового числа от ϵ . Достаточно установить, к какому интервалу октановых чисел относится данная проба.

Индикатор марки автомобильного бензина [5] содержит автогенератор, емкостный датчик с терморезистором, масштабирующий усилитель. Отличие предлагаемого индикатора состоит в том, что к выходу масштабирующего усилителя подключены коммутирующие каскады в количестве, соответствующем числу контролируемых марок бензина. Каждый коммутирующий каскад состоит из двухуровневого компаратора, логической схемы на элементах «И-НЕ»; в качестве индикаторов к выходу каждого коммутирующего каскада подключены светодиоды.

Блок-схема предлагаемого индикатора марки бензина представлена на рис. 4.

Блок-схема состоит из источника питания 1, автогенератора 2, датчика с терморезистором 3 и масштабирующего усилителя 4. К усилителю подключены коммутирующие каскады, каждый из которых состоит из двухуровневого компаратора 5, логической схемы 6 и светодиода 7. Количество коммутирующих каскадов соответствует числу контролируемых марок бензина. В качестве источника питания 1 используется батарея типа «Крона». Сигнал, возбуждаемый в автогенераторе 2 $U_{г}$, поступает через емкостный датчик на усилитель 3. С усилителя поступает сигнал U , линейно зависящий от диэлектрической проницаемости ϵ

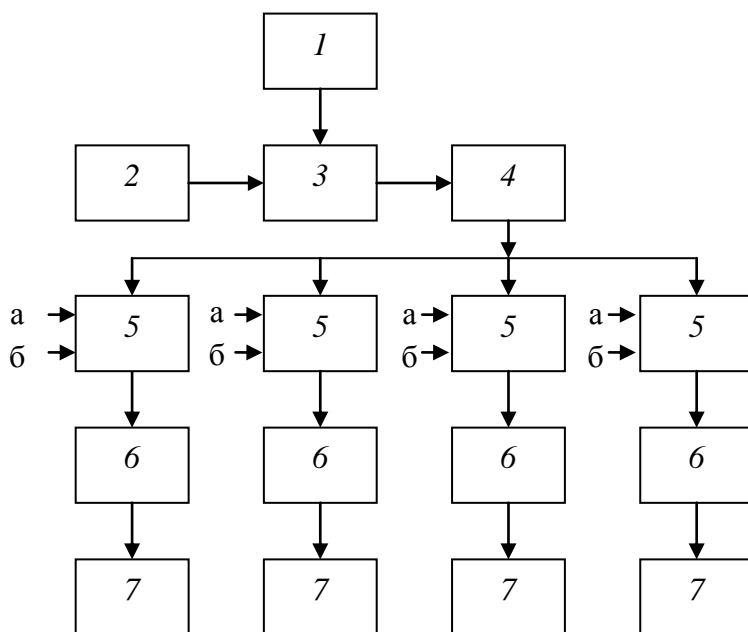


Рис. 4. Блок-схема индикатора марки бензина

$$U = [(\varepsilon - 1)(C_0 - C_{01}) + C_0] \cdot \omega R U_{\Gamma} = [\varepsilon(C_0 - C_{01}) + C_0] \cdot \omega R U_{\Gamma}, \quad (9)$$

где C_0 – полная емкость пустого датчика; C_{01} – паразитная емкость датчика, не зависящая от ε ; ω – частота автогенератора; U – напряжение сигнала, поступающего с автогенератора; R – сопротивление делителя на выходе усилителя.

Измерив напряжение пустого датчика

$$U_0 = C_0 \omega R_{\Gamma}, \quad (10)$$

можно выразить выходной сигнал в относительных величинах

$$\frac{U}{U_0} = \varepsilon \left(1 - \frac{C_{01}}{C_0} \right) + \frac{C_{01}}{C_0}. \quad (11)$$

С выхода усилителя сигнал поступает на коммутирующие каскады. Входящий в каждый коммутирующий каскад двухуровневый компаратор 5 имеет два пороговых напряжения U_{n1} , U_{n2} (приложенных к точкам *a*, *б* рис. 4), которые устанавливаются в соответствии с ε бензинов, имеющих минимальное и максимальное октановое число данной марки. При достижении напряжением порогового значения U_{n1} загорается соответствующий светодиод. Превышение напряжения над пороговым напряжением U_{n2} приводит к выключению этого же светодиода. Включение и выключение светодиодов происходит с помощью логической схемы 6 (рис.4), на элементах «И-НЕ». Все коммутирующие каскады работают идентично и имеют лишь различные пороговые напряжения, установленные в соответствии с различными марками бензина. Интервалы октановых чисел в предлагаемом приборе устанавливаются согласно ГОСТ Р51105-97. При необходимости данный прибор позволяет установить любые другие интервалы октановых чисел.

Предлагаемая схема была реализована на следующих элементах:

- микросхемах К1401УД2 – 3 шт., К561ЛА7 – 2 шт.;
- светодиодах АЛ-307БМ – 4 шт.;
- стабилитронах КС162А – 1 шт.;
- батареях 9В типа «Крона».

Ток потребления схемы на указанных элементах не превышает 10 мА. Экспериментальные результаты были получены на макете, контролирующем 3 марки бензина. Граничные значения для каждой марки бензина устанавливались с помощью эталонных смесей с известным октановым числом. В связи с отсутствием эталонной смеси с октановым числом 91 в приборе установлен интервал октановых чисел 92–95 вместо интервала 91–95, установленного ГОСТ Р51105-97.

В таблице приведены экспериментальные значения ε для границ диапазонов октановых чисел соответствующих марок бензина. Для этих

значений по формуле (9) были рассчитаны выходные напряжения усилителя U для емкостного датчика с параметрами $C_0 = 30$ пФ, $C_{01} = 5$ пФ и напряжения на пустом датчике $U_0 = 1000$ мВ. Соответствующие пороговые напряжения U' , установленные на приборе, были увеличены или уменьшены на 5 мВ для обеспечения небольшого перекрытия границ смежных зон.

Экспериментальные значения ε для различных марок бензина

Марка бензина	Нормаль 80	Регуляр 91	Премиум 95
Октановое число	80 ÷ 92	92 ÷ 95	95 ÷ 98
ε	2,0 ÷ 2,12	2,12 ÷ 2,21	2,21 ÷ 2,375
U , мВ	1833 ÷ 1933	1933 ÷ 2008	2008 ÷ 2145
U' , мВ	1827 ÷ 1938	1927 ÷ 2013	2003 ÷ 2148

На рис. 5 показаны экспериментально полученные зоны свечения светодиодов.

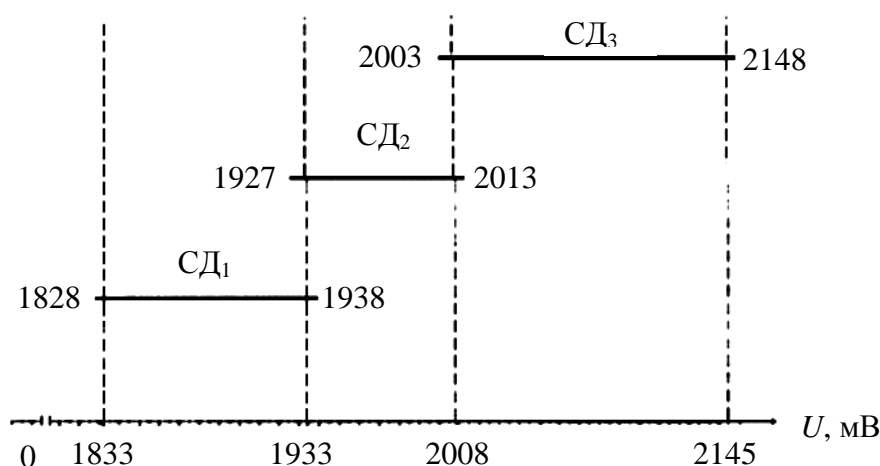


Рис. 5. Зоны свечения светодиодов

Эти зоны были получены путем заполнения датчика бензинами с известным октановым числом или эталонными смесями, а также путем моделирования бензинов конденсатором переменной емкости. Числа на концах отрезков соответствуют напряжениям зажигания и погасания светодиодов, сигнализирующих о различных марках бензина.

Из приведенных результатов видно, что прибор может быть настроен таким образом, чтобы светодиоды работали с некоторым перекрытием диапазонов. Это позволяет устранить возможность отключения всех диодов на границах между зонами. Вместе с тем это приводит к одновременному свечению двух светодиодов на границе двух зон.

Последнее обстоятельство предоставляет дополнительную информацию о том, что испытываемая проба находится на границе двух соседних марок бензина.

Главным преимуществом предлагаемого индикатора является устранение необходимости воспроизводить сложную зависимость октанового числа от ε . Это позволяет резко упростить электрическую схему по сравне-

нию с октанометром за счет исключения вычислительного блока, блока ввода данных, аналого-цифрового преобразователя и жидкокристаллического индикатора.

Таким образом, в результате проделанной работы нами был разработан и реализован на практике индикатор марки автомобильного бензина, содержащий автогенератор, емкостный датчик, масштабирующий усилитель, отличающийся тем, что к выходу усилителя подключены коммутирующие каскады в количестве, соответствующем числу контролируемых марок бензина, каждый из которых состоит из двухуровневого компаратора и логической схемы на элементах «И-НЕ»; в качестве индикаторов к выходу каждого коммутирующего каскада подключены светодиоды.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Материалы электроизоляционные. Методы определения диэлектрических свойств на частотах свыше 300 МГц : ГОСТ 27496.1–87. С.4–5; ГОСТ 27496.2–87. М. : ИПК Изд-во стандартов, С.16–21.

2. *Валитов Г. А., Сретенский В. Н.* Радиоизмерения на сверхвысоких частотах / ВИ МО СССР, М., 1958.

3. *Гороновский И. Т.* и др. Краткий справочник по химии. Киев : Наук. думка, 1974.

4. *Пат.* 2202804. Россия, МПК⁷ G01R27/26; G01N22/00. Способ измерения относительной диэлектрической проницаемости жидких сред на СВЧ / Жалковский Э. И., Ковылев Н. Б. (Россия); RU2000131346; Заявл. 13.12.2001; Оpubл. 20.04.2003; приоритет 13.12.2001 г.

5. *Пат.* 2243544. Россия, МПК⁷ G01N27/22. Индикатор марки автомобильного бензина / Жалковский Э. И., Костяков В. А., Ляшенко А. В. (Россия); RU20030108330; Заявл. 26.03.2003; Оpubл. 27.12.2004 г.; Бюл. № 36, приоритет 26.03.2003 г.

УДК 502.36, 621.373, 537.86.029

ПРИМЕНЕНИЕ СВЧ-ЭНЕРГИИ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЭКОЛОГИЧЕСКИХ ПРОБЛЕМ ИММОБИЛИЗАЦИИ И ЗАХОРОНЕНИЯ ПРОДУКТОВ ПЕРВИЧНОЙ ПЕРЕРАБОТКИ РАДИОАКТИВНЫХ ОТХОДОВ, ФОСФОРНО-ОРГАНИЧЕСКИХ ОТРАВЛЯЮЩИХ ВЕЩЕСТВ И ПЕСТИЦИДОВ

А. В. Ляшенко

ОАО «Тантал»

Россия, 410040, Саратов, пр. 50-лет Октября, 110А

E-mail : tantal@renet.ru

Экспериментально показана возможность и высокая эффективность метода СВЧ-иммобилизации радиоактивных отходов в цементных матрицах и фосфорно-органических отравляющих веществ и пестицидов.

Ключевые слова: СВЧ-иммобилизация, радиоактивные отходы, отравляющие вещества.

Application of SHF-Energy for the Solving of Environmental Problems of Immobilization and Disposal of the Products of Primary Processing of Radioactive Wastes, Phospho-Organic Toxic Agents and Pesticides

A. V. Lyashenko

Experimentally shown the possibility and high efficiency of the method of SHF-immobilization of radioactive wastes in the cement matrixes and phospho-organic toxic agents and pesticides.

Key words: SHF-immobilization, radioactive wastes, toxic agents.

Иммобилизация радиоактивных отходов

Радиоактивные отходы (РАО) делятся на следующие виды: жидкие (удельная активность от 10^{-5} до 1 кБк/л и более, прирост 1 млн м³/год (20%)); твердые (доза экспозиции от 0,02 до 2 р/ч, 60 тыс. м³/год); газообразные (уд. Ра-акт. от 10^{-10} до 10^{-6} кБк/м³, 10 тыс. м³/год); короткоживущие (полупериод распада (ППР) 0,3–1 год: Cm₂₄₂–0,5 лет; Ce–0,8 лет; Rh₁₀₆–1 год); долгоживущие (I гр. - ППР 1–30 лет, хранить 300–500 лет под землей: Cs₁₃₇ – 2,6 лет; Sr – 30 лет; II гр. – ППР 30 лет, хранить 500·10⁶ лет при полной изоляции от биосферы в геотектониках: Pu₂₄₀ – 6500 лет; Am₂₄₃ – 7300 лет; Pu₂₃₉ – 24000 лет).

Проведенный анализ состава и свойств промышленных РАО позволил нам выбрать наиболее характерные модельные растворы и пульпы, имитирующие широкий спектр большинства промышленных РАО:

- низкоактивная пульпа жидких РАО АЭС с ВВЭР (состав 1);
- твердый остаток этих же РАО (состав 2);
- твердый остаток низкоактивных РАО АЭС с РБМК (состав 3);
- среднеактивные РАО радиохимических производств (состав 4);
- высокоактивные РАО – продукт регенерации отработавшего ядерного топлива (состав 5).

Для каждого из этих пяти модельных составов РАО нами [1] совместно с В. С. Бакшутковым экспериментально были определены составы твердой и жидких фаз для получения на их основе полиминеральных цементных матриц с кристаллохимически «включенными» в их решетку атомами и ионами Ра-нуклидосодержащих элементов.

В оптимальных составах полиминеральных цементных матриц с РАО в качестве минералообразующей добавки (кристаллической «затравки») применялись упомянутые выше дешевые крупнотоннажные промотходы: шлаки алюмотермического производства ферротитана (составы 1, 2, 4) и хроматный шлак – отход переработки хромитовых руд (составы 3, 5).

В качестве вяжущего и активатора гидротермальной перекристаллизации применялись кальциевые алюмосиликатные (составы 1–4) и глиноземистые (состав 5) цементы.

В качестве жидкости затворения применялись пульпы модельной смеси РАО (состав 1) и вода (составы 2–5) – (табл. 1).

Качественный и количественный состав минерального вяжущего, минералообразующей добавки и активатора гидротермальной перекристаллизации

№ состава	Минеральное вяжущее				Жидкость затворения
	Минералообразующая добавка – отход метал. производства	% масс.	Активатор гидротермальной перекристаллизации – цемент	% масс.	
1	Шлак алюмотермического производства ферротитана состава (% масс.): TiO ₂ – 20,0, FeO – 1,0, Al ₂ O ₃ – 69,0, CaO – 7,5, MgO – 1,8, SiO ₂ – 0,7	40	Кальцевый алюмосиликатный цемент (тампо-нажный цемент для «горячих» скважин) состава (% масс.): 3CaO · SiO ₂ – 60, β2CaO · SiO ₂ – 20, 3CaO · Al ₂ O ₃ – 12,5, 4CaO · Al ₂ O ₃ · Fe ₂ O ₃ – 4,0, CaO _{своб} – 1, CaSO ₄ – 2, 5	60	Суспензия (пульпа) модельной смеси ж/т=0,40; P= 165 мм
2	Шлак алюмотермического производства ферротитана по примеру 1	40	Кальцевый алюмосиликатный цемент по примеру 1	60	Вода, ж/т = 0,35; P = 160 мм
3	Хроматный шлак – отход переработки хромитовых руд состав (% масс.): CaO – 41,06, SiO ₂ – 4,5, MgO – 31,3, FeO – 7,5, Al ₂ O ₃ – 8,74, Cr ₂ O ₃ – 6,4, Na ₂ Cr ₂ O ₇ – 0,6	40	Кальцевый алюмосиликатный цемент по примеру 1	60	Вода, ж/т = 0,40; P = 165 мм
4	Шлак алюмотермического производства ферротитана по примеру 1	50	Кальцевый алюмосиликатный цемент по примеру 1	50	Вода, ж/т = 0,40; P=165 мм
5	Хроматный шлак-отход переработки хромитовых руд по примеру 3	60	Кальцевый глиноземистый цемент состава (% масс.): CaO · Al ₂ O ₃ – 35,0, 6 CaO · 4Al ₂ O ₃ · Fe ₂ O ₃ · SiO ₂ – 14,5, 2 CaO · Al ₂ O ₃ · SiO ₂ – 22,1, Fe ₂ O ₃ – 4,8, Fe O – 23,6	40	Вода, ж/т = 0,30; P = 170 мм

Указанные компоненты, взятые в расчетных количествах, смешивались в дозаторе-смесителе или непосредственно в реакторе-контейнере с получением суспензии с величиной растекаемости ~ 165 мм. Реактор заполняли полностью (коэффициент заполнения – 100%,) после чего его герметизировали штатной титановой крышкой на болтах.

**Фазовый состав и структура твердых растворов минералов
поликристаллических цементных матриц**

№ составов	Минералы (группа, об-щая формула)	Кристаллохимическая формула
3,4	Гранаты $R^{3+}_2 + R^{2+}_3[SiO_4]_3$, где $R^{3+}_2 - Al, Fe^{+3}, Ti$ $R^{2+}_3 - Ca, Mg, Fe^{=2}$	Пироп $Mg_3(Ca)Al_2[SiO_4]_3$ Аненандин $Ca, Fe_3 Al_2[SiO_4]_3$ Гроссуляр $Ca_3Al_2[SiO_4]_3$ Уваровит $Ca_3Cr_2[SiO_4]_3$
1,4	Гидрогранаты	$3CaO(MgO) \cdot (Al_2O_3)_{1-x} \cdot (Fe_2O_3)_x \cdot (SiO_2)_z \cdot (H_2O)_{6-2z}$, где $0 \leq x \leq 1; 0 \leq z \leq 3$
1,2,3	Гидросиликаты $Ca(Sr,Ba)_x[Si_y(O,OH)_z] \times [H_2O]_m \cdot [Ca(OH_2)]_n$, где $x, y, z > 0; m, n \geq 0$	Ксонотлит $Ca_6[Si_6O_{17}](OH)_2$ – ленты Гиллебрандит $Ca[Si_6O_{17}](OH)_4 \cdot 12Ca(OH)_2$ – слои Тобермориты $Ca_{10}[Si_{12}O_{31}] \cdot (OH)_6 \cdot nH_2O$ – сетки Деллаит (фаза Y) $Ca_6[Si_2O_7] \cdot [SiO_4] \cdot (OH)_2$ Са-хондродит $Ca_5[SiO_4]_2 \cdot (OH)_2$ Гидрат $C_3S-Ca_6[Si_2O_7] \cdot (OH)_6$ Гидрат $C_2S-Ca_2[SiO_3OH] \cdot (OH)(H_2O)$
4,1,2,3	Гидроалюминаты, Гидроалюмоферриты	$Ca(Sr,Ba)_x \cdot [(Al_y, Fe_m) \cdot R_z](H_2O)_n$ $[Ca(OH)_2]_p \cdot [Al(OH)_3]_q$; $x, y, z > 0; m, n, p, q \geq 0$; $R-O^{2-}, OH^-, CO_3^{2-}, SO_4^{2-}, Cl^-, Cl_4^{2-}, NO_3^-$
1,3,5	Титаногидросиликаты	Кальциевый ринкит $(Ca,Na,Sr)_3(Ni,Nb,Zr,Fe)[Si_2O_7](O,OH,F)_2$ Лампрофиллит $(Sr,Ba)_2(Na,K)_2 \times TiFeTi_2O_2[Si_4O_{12}] \cdot (O,OH,F)_4$ Перрьерит $(Ce,Ca,S,Th)_4(Fe,Ti,Sc)_3 \cdot (TiO_4)_2[Si_2O_7]_2$ Титанит $CaTi[SiO_4] \cdot O,OH$ Ферсманит $(Ca,Na)_2 \cdot (Ti,Nb) \cdot SiO_3(O,OH,F)$ Цезийкуплетскит $(Cs,Na,K)_3 \cdot (Mn,Fe)_7 \cdot (TiNb)_2 \times [Si_4O_{12}](OH,F)_7$ Эпистолиит $Na_2Ti_2[Nb_2O_2(OH)_4 \cdot (Si_2O_7)_2] \cdot 2H_2O$
4,1	Пироксены $R_2[Si_2O_6]$ $R^+ - Na, Li$ $R^{2+} - Ca, Mg, Fe$ $R^{3+} - Al, Fe, Ti$	Сподумен $LiAl[Si_2O_6], Cr, Mn$ Энстатит $Mg_2[Si_2O_6], Fe$ Диопсид $CaMg \cdot [Si_2O_6], Fe, Na$ Геденбергит $CaFe \cdot [Si_2O_6], Mg$
2,4	Серпентины $Mq(Ca)_{4-6}[Si_4O_{10}](OH)_8$	Хризотил $Mq_4[Si_4O_{10}](OH)_8, Ca$ Антигорит $Mq_6[Si_4O_{10}](OH)_8, Ca$ Лизардит $Mq_6[Si_4O_{10}](OH)_8, Fe, Al, Ni, Ca$
5	Амфиболы $R_7 \cdot 8(OH)_2[(Si,Al)Si_{13}O_{11}]_2 \cdot R-Na$; $R^{2+} - Ca, Mg, Fe$ $R^{3+} - Al, Fe, Ti$	Антофиллит $(Mg, Fe)_7(OH)_2 \cdot [SiO_4]_{11}$ Тремолит $Ca_2Mg_5(OH)_2 \cdot [Si_4O_{11}]_2$ Актинолит $Ca_2(Mg, Fe)_5(OH)_2[Si_4O_{11}]_2$ Роговая обманка $NaCa_2(Mg, Fe)(A, Fe)(OH)_2 \times [(Si,Al)_4O_{11}]_2$ Нефелин $Na[AlSi_4O_4K]$ Куммингтонит $(Mg, Fe)_7(OH)_2 \cdot [Si_4O_{11}]$ Глаукофан $Na_2(Fe, Mg)_3 Al_2 \cdot (OH)_2 [Si_4O_{11}]$ Апатит $Ca, (PO_4)(F, Cl)Mn, Sr, SO_4$

Таблица 3

Основные технологические свойства полученных поликристаллических цементных матриц с кристаллохимически фиксированными в них продуктами первичной переработки ФОВ

Режим СВЧ-обработки	Время загустевания до величины консистенции 30 ед. консист., мин	Сроки схватывания, ч	Предел прочности при изгибе через 28 сут., МПа	Водопроницаемость, м ²	Скорость выщелачивания при 100 ⁰ С, г/см ² /сут	Стойкость к радиолу при 25 ⁰ С, см ² /с	Остаточный фон, в % к исх. (расч.)
5 кВт, 915 МГц, 175 ⁰ С	110	Начало 1,8 Конец 3,2	27,4	$9 \cdot 10^{-14}$	$0,3 \cdot 10^{-6}$	$3,0 \cdot 10^{-7}$	0,0002

Таблица 4

Основные технологические свойства цементных матриц с кристаллохимически фиксированными РАО

Контролируемые характеристики	Номер образца				
	1	2	3	4	5
Режим СВЧ-обработки	5 кВт, 2450 МГц, 380 ⁰ С	Тот же	5 кВт, 2450 МГц, 380 ⁰ С	50 кВт, 915 МГц, 200 ⁰ С	50 кВт, 915 МГц, 200 ⁰ С
Время загустения до величины консистенции 30 ед. консист., мин	95	88	92	104	108
Сроки схватывания, ч	Начало – 1,6 Конец – 3,5	Начало – 1,4 Конец – 3,2	Начало – 1,7 Конец – 4,2	Начало – 1,7 Конец – 4,0	Начало – 1,5 Конец – 5,2
Предел прочности при изгибе через 28 сут., МПа	46,8	44,2	52,3	38,7	42,1
Водопроницаемость, м ²	$3 \cdot 10^{-15}$	$2,2 \cdot 10^{-15}$	$4,5 \cdot 10^{-15}$	$2 \cdot 10^{-15}$	$7 \cdot 10^{-15}$
Скорость выщелачивания при 100 ⁰ С, г/см ² /сут	$2 \cdot 10^{-6}$	$1,8 \cdot 10^{-6}$	$0,7 \cdot 10^{-6}$	$3,5 \cdot 10^{-6}$	$3,2 \cdot 10^{-6}$
Стойкость к радиолу при 25 ⁰ С, см ² /с	$4,5 \cdot 10^{-10}$	$4,2 \cdot 10^{-10}$	$3,0 \cdot 10^{-9}$	$6,0 \cdot 10^{-9}$	$5,0 \cdot 10^{-9}$
Остаточный радиационный фон, в % к исх. (расч.)	0,010	0,009	0,008	0,020	0,015

Затем реактор с РАО подвергался СВЧ-обработке по режиму: нагрев до 175–380⁰С – 1–2 часа; выдержка при этой температуре – 4–6 часов; выключение СВЧ-генератора и охлаждение – 1–2 часа.

После охлаждения реактор разгерметизировали и изучали свойства полученной матрицы.

Фазовый состав минералов определяли обычным методом качественного рентгеноструктурного анализа. Установлено, что основными Ра-нуклидовключающими минералами являются: кальциевые и Ti-кальциевые гранаты, гидротермальные гранаты, гидросиликаты, пироксены, серпентины, амфиболы (табл. 2).

Основные технологические свойства (табл. 3, 4) цементных матриц кристаллохимически фиксированными в них РАО были определены в соответствии с требованиями ГОСТа «Отходы высокоактивные отвержденные», ГОСТа «Методы измерения химической устойчивости» и с требованиями МАГАТЭ к определению свойства РАО.

Анализ данных (табл. 3, 4) позволяет сделать два вывода:

1. Технологические свойства полученных таким образом цементных матриц с «включенными» в них РАО: прочность при изгибе, водопроницаемость, скорость выщелачивания, стойкость к радиолизу и остаточный радиационный фон – отвечают всем основным требованиям, предъявляемым к такого рода материалам типа стекломатриц или керамических матриц;

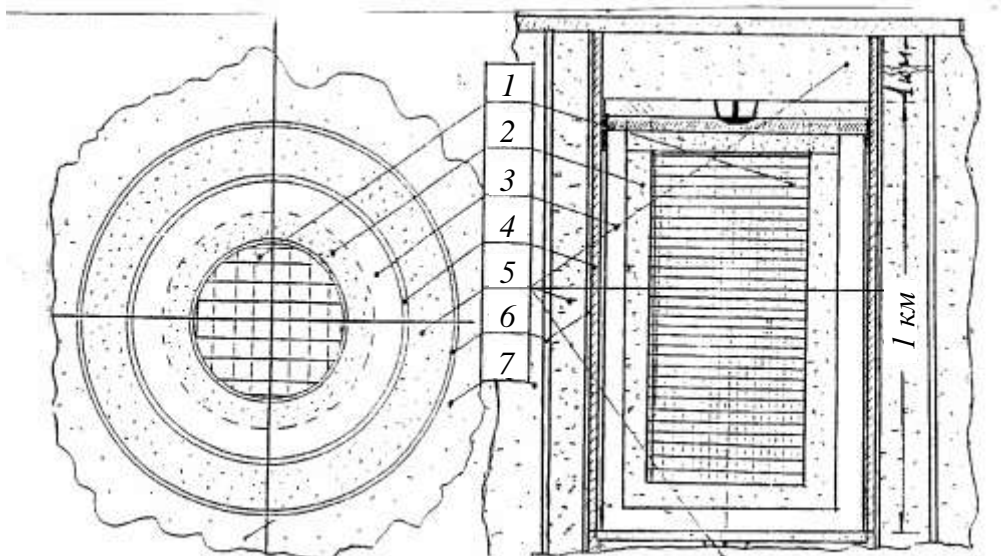
2. Разработанный нами способ может позволить осуществить достаточно надежную иммобилизацию РАО в поликристаллической цементной матрице со структурой составляющих ее минералов, подобной структуре природных кальциевых Ра-нуклидовключающих минералов, образовавшихся в естественных гидротермальных условиях миллионы лет назад и стабильно существующих в этих условиях до наших дней. Принцип многобарьерной защиты может быть реализован в промышленном масштабе со 100%-ным использованием отечественного оборудования (рисунок).

Согласно существующему у нас и за рубежом мнению, 100% изоляция средне- и высокоактивных РАО от биосферы возможна лишь при их иммобилизации с последующим захоронением в глубинных геологических формациях с соблюдением принципа так называемой многоуровневой защиты.

Предлагаемый нами метод СВЧ-иммобилизации, отверждения и захоронения цементных матриц с «включенными» РАО позволяет этот принцип реализовать на практике.

По нашему способу, реактор-контейнер с отвержденной матрицей после досыпки порошков смеси базальта и барита и подпрессовки опять закрывается крышкой на болтах, после чего производится дополнительная герметизация контейнера лазерной обваркой по периметру титановой крышки и обечайки контейнера.

Затем контейнеры транспортируются к месту захоронения в глубоких, специально пробуренных или снятых с эксплуатации нефтяных и газовых скважинах, обсаженных стальными обсадными трубами с зацементированным спеццементом герметичным затрубным пространством.



Захоронение реакторов-контейнеров с СВЧ-отвержденными РАО в глубоких геологических формациях (реализация принципа многобарьерной защиты): 1 – полиминеральная цементная матрица с РАО; 2 – базальт. стенка ДШЛК; 3 – титановая стенка ДШЛК; 4 – обсадная труба скважины; 5 – оболочка из спец. цемента; 6 – глинистая корка; 7 – скальная формация (базальт, гранит, гнейс, габбро)

Таблица 5

Объем возможной загрузки реакторов-контейнеров с СВЧ-иммобилизованными высокотоксичными и радиоактивными отходами при их захоронении в глубоких скважинах после спуска обсадных колонн и цементирования затрубного пространства скважины спеццементом

№ п/п	Наружный диаметр реактора-контейнера, мм	Средний полезный объем отходов в контейнере (в % от наружного диаметра контейнера)	Наружный диаметр обсадной трубы в скв., мм	Толщина стенки обсадной трубы, мм	Объем полезной загрузки ствола на 1 км глубины скважины, м ³		
					Включая весь наружный объем ~500шт. реакторов-контейнеров	Включая только объем матриц с включенными отходами	Включая только средний объем включенных в матрицу отходов (15–35%)
1	110	60	140	10	11,5	6,9	1,4
2	190	60	219	10	31,0	18,6	3,7
3	295	60	324	10	73,0	43,8	8,8
4	475	60	508	11	185,0	111,0	22,2

Из табл. 4, 5 видно, что объем полезной загрузки ствола РАО на 1 км глубины скважины с наружным диаметром обсадной трубы 219 мм составляет 3,7 м³, а с диаметром 324 мм – 8,8 м³ – это очень высокие показатели, так как принятый в США максимум составляет 3,5 м³ на 1 км ствола скважины. При увеличении диаметра обсадки до 508 мм объем захоронения РАО, включенных в цементную матрицу, может составить более 20 м³ на 1 км ствола скважины.

Иммобилизация фосфорно-органических отравляющих веществ и пестицидов

Следующий раздел работы посвящен СВЧ-иммобилизации химического оружия, 80% которого (~40 тыс. т) составляют синтетические F-, Cl-, P-содержащие – фосфорно-органические отравляющие вещества (ФОВ) Vx, зарин, зоман, табун и др.

Существующие термические и химические способы их иммобилизации на практике применяются мало, так как при температурах > 600°C ФОВ разлагаются с появлением диоксида, попадающего в биосферу, а битумизация твердого остатка приводит к увеличению исходной массы ФОВ приблизительно в 10 раз, что усложняет их захоронение.

Ведущими специалистами ОАО «Тантал» был разработан принципиально новый способ матричной иммобилизации ФОВ с применением СВЧ-энергии в реакторах-контейнерах с последующим включением твердого остатка ФОВ в цементную матрицу и ее захоронением.

Для проведения этих работ была изготовлена СВЧ-установка малой мощности, позволяющая использовать факт интенсивного поглощения СВЧ-энергии непосредственно в объеме жидкости ФОВ. При этом стенки реактора-контейнера имеют температуру 190°C, что ниже точки разложения ФОВ, благодаря чему основные продукты разложения ФОВ – углеводороды (~70%) могут сжигаться без опасности загрязнения окружающей среды диоксином, а твердый остаток (соединения фосфора, ~30% от исходной массы ФОВ) «включается» в цементную матрицу с ее последующим захоронением.

Анализ результатов работ по СВЧ-деструкции ФОВ типа Vx показал, что исходного вещества Vx в пределах чувствительности методики (10⁴ мг/л) в матрицах не обнаружено. Биологическая проверка (токсикологические исследования на белых мышах при внутрижелудочной аппликации) показала, что конечный продукт иммобилизации Vx относится к 3 классу опасности по ГОСТ 12.1.007-76, и после захоронения в реакторе-контейнере для биосферы он безопасен. После захоронения оптимальные составы цементных матриц обеспечивают надежную изоляцию продуктов первичной переработки ФОВ от биосферы – остаточный фон ОВ после СВЧ-обработки составляет 10⁻⁴ % от исходного (табл. 6, 7).

В ОАО «Тантал» нами был разработан и испытан принципиально новый способ матричной иммобилизации пестицидов типа протразина и фентиурама (они составляют ~80% от общего объема) с применением СВЧ-энергии. Как и в случае с ФОВ, способ основан на кристаллохимическом «включении» атомов токсичных элементов фтор-хлор-фосфорсодержащих органических веществ в полиминеральную цементную матрицу гидротермального отверждения с последующим захоронением реактора-контейнера.

Таблица 6

Качественный и количественный состав минерального вяжущего, минералообразующей добавки и активатора гидротермальной перекристаллизации, используемых для СВЧ-иммобилизации пестицидов

Минеральное вяжущее				Жидкость затворения
Минералообразующая добавка – отход металлургического производства	% масс.	Активатор гидротермальной перекристаллизации – цемент	% масс.	
Шлак алюмотермического производства ферротитана состава (% масс.): TiO ₂ – 20,0; FeO – 1,0; Al ₂ O ₃ – 69,0; СаО – 7,5; MgO – 1,8; SiO ₂ – 0,7	30	Кальциевый фторалюмосиликатный цемент состава (% масс.): CaF ₂ – 34; SiO ₂ – 29; Al ₂ O ₃ – 17; Al(PO ₄) – 10; AlF ₃ – 5; Na ₃ AlF ₆ – 5	70	89% водный раствор фосфорной кислоты с Na-фосфатом, ж/т=0,30; P=180 мм

Перспективным является и СВЧ-иммобилизация пестицидов с просроченным сроком годности – F-, Cl-, P-содержащих ядохимикатов, влияющих на генетическую природу живых организмов и чрезвычайно опасных для биосферы с общей формулой F, Cl (C₆H₄)₂ –CH-C (F₃, Cl₂, P)n. Они подлежат уничтожению (иммобилизации) и обязательному захоронению с полной изоляцией от окружающей среды на срок, измеряемый сотнями лет. В настоящее время в РФ скопилось более 50 000 т таких пестицидов; в одной только Саратовской области их более 1000 т.

Основные технологические свойства полученных поликристаллических цементных матриц с кристаллохимически фиксированными в них продуктами первичной переработки пестицидов

Режим СВЧ-обработки	Время загустевания до величины консистенции 30 ед консист., мин	Сроки схватывания, ч	Предел прочности при изгибе через 28 сут, МПа	Водопроницаемость, м ²	Скорость выщелачивания при 100°С, г/см ² /сут	Стойкость к радиолитизу при 25°С, см ² /с	Остаточный фон, в % к исх. (расч.)
5 кВт, 915 МГц, 175°С	118	Начало – 1,9 Конец – 3,1	31,2	$7 \cdot 10^{-14}$	$0,4 \cdot 10^{-6}$	$3,2 \cdot 10^{-7}$	0,0002

Известные химические и термические способы иммобилизации пестицидов сложны, дороги, не гарантируют защиту биосферы от выделения диоксинов и применяются ограниченно.

Эти работы проводились на специально созданной установке, где после СВЧ-нагрева до прямого разложения пестицидов без выделения диоксинов, ($t < 200^\circ\text{C}$), ~70% пестицидов переходили в газообразное состояние и сжигались, а ~30% в виде твердого остатка вводили в цементную матрицу с последующим ее гидротермальным СВЧ-отверждением. Содержание токсинов в матрице – менее 0,0001% от исходного (табл. 6, 7).

Эффективность полученных результатов подтверждена апробацией этого способа в лабораториях Саратовского института химзащиты и на одном из полигонов МО РФ. При этом отмечено, что энергозатраты, по сравнению с обычными, снижаются в 5–10 раз.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Пат. 2176417 Россия, МПК⁷ G 21F9/16; G 21F9/30. Способ обработки высокотоксичных промышленных отходов / *Ляшенко А. В.* (Россия); RU20010107497; Заявл. 22.03.2001; Опубл. 23.04.2001 приоритет 22.03.2001.

ПАТЕНТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

УДК 537.621.373, 621.315.592, 537.622.6

**ПАТЕНТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ И УСИЛИТЕЛЕЙ,
ВКЛЮЧАЯ ЖИГ-ГЕНЕРАТОРЫ И УСТРОЙСТВА НА ИХ ОСНОВЕ**

Л. Л. Страхова, С. П. Кудрявцева, А. А. Маслов

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

В статье приведены результаты патентных исследований по транзисторным генераторам, транзисторным усилителям, включая ЖИГ-генераторы, и устройства на их основе. Проведены детальный анализ и систематизация патентной информации данной тематике.

Ключевые слова: транзисторный генератор, транзисторный усилитель, ЖИГ-генератор.

**The Patent Researching of Characteristics of Transistor Generators
and Amplifiers, Including YIG-Generators and Based on them Devices**

L. L. Strakhova, S. P. Kudryavceva, A. A. Maslov

The results of patent researchings on transistor generators, transistor amplifiers, including YIG-generators and based on them devices are presented in the article. There are made the detail analyse and systematization of patent information on this theme.

Key words: transistor generator, transistor amplifier, YIG-generator.

Магнитоэлектронный транзистор (МЭТ) является базовым элементом магнитоуправляемых усилителей и генераторов СВЧ-, КВЧ-диапазонов. Конструкция МЭТ содержит базовый биполярный или полевой транзистор с встроенным в полупроводниковый кристалл (или вблизи от него) ферритовым микрорезонатором [1].

Параметрами МЭТ можно управлять с помощью внешнего магнитного поля, так как резонансная частота ферритового микрорезонатора и компоненты тензора ВЧ магнитной проницаемости μ зависят от напряженности этого поля.

Для обеспечения эффективного взаимодействия ферритового микро-резонатора с подводщими линиями передачи необходимо разработать специальную конструкцию элемента связи. Основные требования к элементу связи сформулированы в [1].

Патентные исследования проводились по транзисторным генераторам и усилителям, включая ЖИГ-генераторы, а также устройства на их основе. Особое место в исследованиях отводилось транзисторным генераторам и усилителям СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

В результате патентных исследований определены классификационные рубрики МКИ, НКИ и классы (табл. 1). Изучена патентная документация по этим рубрикам в журналах «Изобретения стран мира», в Internet, а также анализ патентов, проведена систематизация материала и составлены таблицы отечественных и зарубежных патентов по транзисторам, включая ЖИГ-генераторы и устройства на их основе (табл. 2).

Таблица 1

Классификационные рубрики и классы по предмету патентного поиска

Предмет поиска (объект исследования, его составные части, товар)	Страна поиска	Источники информации, по которым будет проводиться поиск			
		Патентные			
		Наименование	Классификационные рубрики: МПК (МКИ), МКПО, НКИ		
Транзисторы, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе в СВЧ- и КВЧ-диапазонах	СССР	Полевой транзистор	МПК ⁷ Н 03 В	5/02	
	Россия	транзистор	МПК ⁷ Н 03 В	5/18	
	США	Биполярный транзистор	МПК ⁷ Н 03 В	11/10	
	Великобритания	транзистор	МПК ⁷ Н 03 В	21/00	
	Германия	Магнитотранзистор	МПК ⁷ Н 03 В	5/12	
			МПК ⁵ Н 03 В	5/08	
	Франция	Магнитоспиновый транзистор	МКИ ⁵ Н 03 В	19/00	
			МКИ ⁵ Н 03 В	9/12	
	РСТ	Транзисторный усилитель	МПК ⁷ Н 03 L	7/16	
	ЕПВ		МПК ⁷ Н 03 L	7/00	
	Япония	Перестраиваемый генератор с ферритовым резонатором ЖИГ-генератор	МПК ⁷ Н 03 L	7/099	
			МКИ ⁵ Н 03 L	7/087	
			МПК ⁷ Н 03 L	7/18	
			МПК ⁷ Н 03 L	7/23	
			МКИ ⁵ Н 03 L	7/07	
			Генератор с магнитной перестройкой частоты	МПК ⁷ Н 03 G	3/10
				МКИ ⁶ Н 03 G	3/12
Синтезатор частоты			МПК ⁷ Н 03 G	1/00	
			МПК ⁵ Н 03 G	1/04	
				МПК ⁷ Н 03 C	3/09

Окончание табл. 1

Предмет поиска (объект исследования, его составные части, товар)	Страна поиска	Источники информации, по которым будет проводиться поиск		
		Патентные		
		Наименование	Классификационные рубрики: МПК (МКИ), МКПО, НКИ	
			МПК ⁷ Н 03 F	3/04
			МПК ⁷ Н 03 F	3/191
			МПК ⁷ Н 03 F	3/45
			МПК ⁷ Н 03 F	3/18
			МПК ⁶ Н 03 F	3/16
			МПК ⁶ Н 03 F	3/19
			МКИ ⁶ Н 03 F	1/00
			МПК ⁷ Н 03 F	1/191
			МКИ ⁵ Н 03 F	1/34
			МПК ⁷ Н 03 F	3/195
			МПК ⁷ Н 03 F	3/20
			МПК ⁵ Н 03 F	1/26
			МКИ ⁵ Н 03 F	3/30
			МПК ⁵ Н 03 F	1/30
			МКИ ⁵ Н 03 F	3/60
			МПК ⁵ Н 03 F	3/282

Таблица 2

Краткое описание изобретений по предмету патентного поиска

Предмет поиска	№ п/п	Страна выдачи, вид и номер охранного документа. Классификационный индекс	Заявитель (патентообладатель). Номер заявки, дата приоритета, дата публикации	Название изобретения
1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	1	Россия (RU), № 2 212 090 МКИ ⁷ Н03В 5/18	Иванов В. Э., Кудинов С. И. ООО предприятие «Ортикс-Екатеринбург» Заявл. 26.12.2001 № 20010135788 Опубл. 10.09.2003	Высокостабильный импульсный СВЧ-передатчик на СВЧ- транзисторе
	2	Россия (RU), № 2 212 756 МПК ⁷ Н03L 7/16	Беляков А. И., Кеслер С. Х. Омский НИИ приборостроения Заявл. 27.08.2001 № 2001123819/09 Опубл. 20.09.2003	Синтезатор частот

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	3	США (US), № 6 424 241 ВА МПК ⁷ H03B 5/18	Mordkovich, Mikhail Scientific Components Заявл. 22.03.2001 № 814679 Опубл. 23.07.2002	Система точной настройки гене- ратора, управ- ляемого напряже- нием
	4	США (US), № 5.200 713 МКИ ⁵ H03B 5/18	Martin J. Grace, Rich- ard E. Simntons, Wiltron Company Заявл. 18.05.1992 № 884830 Опубл. 06.04.1993	Комбинирован- ный генератор с магнитной пере- стройкой частоты
	5	США (US), № 5 146 186 МКИ ⁵ H03L 7/07	Vella Paul L. Microsource Inc. Заявл. 13.05.1991 № 699625 Опубл. 08.09.1992	Программируе- мый синтезатор частот с высоким разрешением
	6	США (US), № 5.059 927 МКИ ⁵ H03B 9/12	Leonard D. Cohen, Ail Systems Inc., Deer Park, N.Y. Заявл. 07.06.1990 № 534735 Опубл. 22.10.1991	СВЧ-генератор с уменьшенным фазовым шумом
	7	США (US), № 6 441 692 МПК ⁷ H03B 21/00; H03B 1/00	Nakatani Toshifumi, Adachi Hisaski et al. Matsushita Electric Industrial Co., Ltd Заявл. 17.09.1998 № 154740 Опубл. 27.08.2002	Синтезатор час- тот с контуром фазовой под- стройки
	8	США (US), № 6 441 690 ВА МПК ⁷ H03C 3/09; H03L 7/18	Savelli Patrick (FR), Massy Christian (FR) Alcatel (FR), Заявл. 25.08.2000 № 645360 Опубл. 27.08.2002	Синтезатор час- тот с контуром фазовой автопод- стройки частоты
	9	США (US), № 6 437 649 ВА МПК ⁷ H03F 3/04	Miyashita, Takumi (Kawasaki, Jp) Iwai Taisuke (Kawasaki, Jp) Fujitsu Limited (Kawasaki, Jp) Заявл. 02.04.2001 № 822235; 19.05. 2000 (Jp) № 147337 Опубл. 20.08.2002	СВЧ-усилитель

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	10	США (US), № 6 441 689 А МПК ⁷ H03F 3/191	Joseph, Lego Nokia Networks oy (Es-roo, FI). Заявл. 11.01.2001 № 758749 Опубл. 27.08.2002	Транзисторный усилитель с повышенной линейностью и уменьшенными потерями на отражение
	11	США (US), № 6 445 251 ВА МПК ⁷ H03F 3/45	Robinson, Trevor (Huntin gton Beach, CA) Conexant Systems Inc. Заявл. 30.09.1998 № 163892 Опубл. 03.09.2002	Малошумящий усилитель с переменным коэффициентом усиления и высокой степенью линейности
	12	США (US), № 6 456 167 ВА МПК ⁷ H03B 5/02	Huang Tzuen – Hsi Industrial Technology Research Institute Заявл. 13.07.2000 № 615410 Опубл. 24.09.2002	Квадратурный генератор
	13	США (US), № 6 456 163 ВА МПК ⁷ H03F 3/04	Lui Sifen (NY), Sowlati Tirdad (NY) Koninklijke Philips Electronics N.V. (NL) Заявл. 08.03.2001 № 801623 Опубл. 24.09.2002	Высокочастотный усилитель с непосредственным соединением схемы смещения
	14	США (US), № 6 452 451 ВА МПК ⁷ H03F 3/18	CorsiMareo, Milam Stephen W. et al. Texas Instruments Incorporated Заявл. 03.11.2000 № 705374 Опубл. 17.09.2002	Способ оптимизации частотной характеристики биполярного выходного каскада
	15	США (US), № 6 456 170 МПК ⁷ H03L 7/00	Segawa, Yuji (Kana-gawa, JP), Otsuka, Masaru et al. Fujitsu Limited (JP) Заявл. 30.03.2000 № 538720 Опубл. 24.09.2002	Компаратор и генератор, управляемый напряжением
	16	США (US), № 6 452 458 ВА МПК ⁷ H03L 7/099	Tanimoto Susumu (JP) NEC Corporation (JP) Заявл. 26.04.2000 № 558062 Опубл. 17.09.2002	Генератор, управляемый напряжением

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	17	США (US), № 5 587 690 А МКИ ⁶ H03B 5/18	Yabuki, Hiroyuki, Saggawa, Morikazu, Makimoto, Mitsuo. Matsushita Electric INDUSTRIAL CO., LTD. Заявл. 31.07.1995 № 509663 Опубл. 24.012.1996	Генератор с кольцевым резонатором для синтезаторов частоты и связанных устройств
	18	США (US), № 5 367 270 А МКИ ⁵ H03K 3/282	Lorenz Perry (CA) National Semiconductor Corporation (CA) Заявл. 18.05.1993 № 062875 Опубл. 22.11.1994	Генератор, управляемый напряжением, работающий в большом диапазоне частот
	19	США (US), № 5 373 259 А МКИ ⁵ H03B 5/18	Hackman Scott, Estrada Anthony J. QUALCOMM INCORPORATED (CA) Заявл. 05.05.1993 № 057028 Опубл. 13.12.1994	Генератор, управляемый напряжением (ГУН) с использованием различных варакторов
	20	США (US), № 5 373 262 А МКИ ⁵ H03B 5/18	Yamamoto Hiroyuki, Inoue Atsushi Bizen Tatsuo MURATA MANUFACTURING CO.LTD (JP) Заявл. 27.01.1993 № 009854 Опубл. 13.12.94	Генератор, управляемый напряжением, содержащий диэлектрический резонатор с электродом в форме "с", и способ регулирования частоты его колебаний
	21	США (US), № 5 373 250 А МКИ ⁵ H03F 3/16	Gatti Giuliano Tonicello Ferdinando Denti Ferruccio, Battisti Alberto. AGENCE SPATIALE EUROPEENNE (FR) Заявл. 25.02.1993 № 975549 Опубл. 13.12.1994	Усилитель мощности на полевом транзисторе с затвором Шоттки и его блок питания, используемый, в частности, для усиления СВЧ-сигналов на пульте искусственного спутника

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	22	США (US), № 5 374 899 А МКИ ⁵ H03F 3/16	Griffiths James R., Bahl Inder J. ITT Corporation Заявл. 10.11.1993 № 150424 Опубл. 20.12.1994	Усилитель мощности с автоматическим смещением на полевых транзисторах
	23	США (US), № 5 374 902 А МКИ ⁵ H03L 7/087	Bradley Donald A. WILTRON COMPANY Заявл. 12.05.1993 № 060755 Опубл. 20.12.1994	СВЧ- синтезатор со сверхнизким уровнем фазового шума
	24	США (US), № 5 392 051 А МКИ ⁶ H03B 5/18	Uematsu Hiroshi, Takeuchi Nobuyuki, Ando Hiroyuki, Kato Shigeki HONDA GIKEN KOGYO KABUSHIKI KAISHA(JP) Заявл. 10.09.1993 № 120002 Опубл. 21.02.1995	Высокочастотный генератор
	25	США (US), № 5 387 880 А МКИ ⁶ H03F 3/16	Kobayashi Kevin W. TRW INC. (CA) Заявл. 20.10.1993 № 105521 Опубл. 07.02.1995	Компактный интегральный широкополосный малошумящий усилитель на транзисторе с высокой подвижностью электронов, имеющий регулируемое автоматическое смещение
	26	США (US), № 5 389 891 А МКИ ⁶ H03F 3/45	Philippe Pascal (FR) U.S. PHILIPS CORPORATION (NY) Заявл. 21.12.1992 № 995452 Опубл. 14.02.1995	Полупроводниковое устройство, содержащее двухкаскадный дифференциальный усилитель

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	27	США (US), № 5 389 896 А МКИ ⁶ H03G 3/12	Kobayashi Kevin W. (CA) TRW INC (CA) Заявл. 24.02.1994 № 200990 Опубл. 14.02.1995	Полупроводниковая ИС усилителя с переменным коэффициентом усиления, выполненная на <i>би-полярном</i> транзисторе на гетероструктуре, имеющая компенсацию смещения и буферизацию
	28	Франция (FR), № 2 811 167 А1 МКИ ⁷ H03L 7/18	Rieubon Sebastien; Brunet Arnaud СIT ALCATEL (FR) Заявл. 30.06.2000 № FR 20000008495 Опубл. 04.01.2002	Способ и устройство для синтеза частот с помощью контура фазовой автоподстройки с дробным делителем частоты
	29	ЕПВ (EP), № 1 166 447 А1 МПК ⁷ H03L 7/23	Dent Paul W (US) ERICSSON INC (US) Заявл. 28.03.2000 № EP20000919750 Опубл. 02.01.2002	Способ и устройство для уменьшения шума генератора с использованием прямой передачи
	30	ЕПВ (EP), № 1 220 440 А2 МПК ⁷ H03B 5/12	GOMEZ RAMON A (US) BROADCOM CORP (US) Заявл. 27.12.2001 № EP2001031097 Опубл. 03.07.2002	Способ и устройство для уменьшения фазового шума в генераторных схемах
	31	ЕПВ (EP), № 1 227 592 А2 МПК ⁷ H03L 7/18	MIYAHARA JASUNORI (JP); HIRANO SHUNSUKE (JP); JASUNAGA TAKESUI (JP) MATSUSHITA ELECTRIC IND CO.LTD (JP) Заявл. 04.01.2002 № JP 20010002901 Опубл. 31.07.2002	Синтезатор частот и способ генерирования сигнала с деленной частотой
	32	ЕПВ (EP), № 1 235 343 А2 МПК ⁷ H03B 5/18	SAZUKI SHIGETAKA (JP) ALPS ELECTRIC CO. LTD (JP) Заявл. 22.12.2001 № 01310857.6 Опубл. 28.08.2002	СВЧ-генератор с уменьшенным фазовым шумом

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнито-транзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	33	ЕПВ (EP), № 666 644 A1 МКИ ⁶ H03F 3/19	Zimmermann Walter SIMENS AKTIENGESELLSCHAFT Заявл. 04.02.1994 № 94101733.7 Опубл. 09.08.1995	Микроволновый широкополосный усилитель в монолитном интегральном исполнении
	34	Англия (GB), № 2 365 635 A1 МПК ⁷ H03G 1/00	Jrvine Robert Grant (US); Tiller Samuel Alfred (US) INFINEON TECHNOLOGIES CORP (US) Заявл. 25.04.2000 № GB 2001 00 29 484, № W0 0076061A1, № US 6144254A1 Опубл. 20.02.2002	Маломощный усилитель с переключаемым коэффициентом усиления и принцип действия усилителя
	35	Англия (GB) № 2 370 703 A1 МПК ⁷ H03B 5/18	Ida Ytaka (JP); Jecki Tsutomu (JP) MURATA MANUFACTURING CO (JP) Заявл. 24.09.2001 № GB 20010022953 Опубл. 03.07.2002	Генератор и электронное устройство с таким генератором
	36	Англия (GB), № 2 292 858 A1 МКИ ⁶ H03F 1/00	James Wholey, Kevin Negus HEWLETT-PACKARD COMPANY Заявл. 27.07.1995 № 9515455.5 Опубл. 06.03.1996	Цепь смещения для низковольтного усилителя на биполярном транзисторе
	37	Англия (GB), № 2 272 121 A1 МКИ ⁵ H03F 1/191	Sawyer David Albert PLESSEY SEMICONDUCTORS LIMITED Заявл. 26.10.1992 № 92 9222449 Опубл. 04.05.1994	Маломощные ВЧ-усилители с емкостной обратной связью
	38	Англия (GB), № 2 272 122 A1 МКИ ⁵ H03F 1/34	Lawion Rodney James PLESSEY SEMICONDUCTORS LIMITED Заявл. 28.10.1992 № 9222665 Опубл. 04.05.1994	Широкополосные усилители с постоянным полным сопротивлением

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спинные транзисторы и устройства на их основе	39	PCT (WO), № 205 431 A1 МПК ⁷ H03L 7/18	Chiang Ting-Kuang CIENA CORP (US) Заявл. 17.04.2001 № W02001 US1237920010417 Опублик. 17.01.2002	Синтезатор частот
	40	PCT (WO), № 2 067 414 A1 МПК ⁷ H03F 3/195	Miyagi Hiroshi (JP) NIIGATA SEIMITSU CO LTD (JP) Заявл. 21.02.2002 № W02002JP01539 Опублик. 29.08.2002	Полосовой усилитель на полевых транзисторах
	41	PCT (WO) № 9 637 041 A1 МКИ ⁶ H03B 5/18	Orr, John, Peter CAMBRIDGE INDUSTRIES LIMITED ORR, JOHN, PETER Заявл. 17.05.1996 PCT/GB 96/01188 Опублик. 21.11.1996	Схема подавления шума для гетеродина
	42	PCT (WO), № 9 429 947 A1 МКИ ⁵ H03B 5/20	Brown Anthony, Kevin Dale NORTHERN TELECOM LIMITED Заявл. 04.05.1994 № PCT/CA94/00237 Опублик. 22.12.1994	Маломощные генераторы и следящие фильтры
	43	PCT (WO), № 9 429 954 A1 МКИ ⁵ H03G 1/04	Price J. Michael, Wheatley Charles III, White Katherine QUALCOMM INCORPORATED Заявл. 14.06.1994 № 94 US 9406796 Опублик. 22.12.1994	Усилитель с управляемым усилением и температурной компенсацией, работающий в широком линейном динамическом диапазоне
	44	PCT (WO), № 9 502 277 A1 МКИ ⁵ H03F 1/34	Cioffi Kenneth R., Robinson Cyntkiac, Prosymhak-Russel P. WIRELESS ACCESS INC Заявл. 19.01.1995 Опублик. 07.07.1994 № 94 US 9407635	Узкополосный ВЧ-усилитель с низким энергопотреблением и высокой стабильностью

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	45	Япония (JP), № 3 259 703 В2, № 2000196387А МПК ⁷ H03F 3/20	Nishimura Takeshi et al. NecCorp. Заявл. 28.12.1998 № JP 19980374498 Опублик. 14.07.2000	Схема усиления сигналов СВЧ-диапазона
	46	Япония (JP), № 3 298 931 В2 МКИ ⁵ H03В 5/08 № 6 029 738 А	Azuma Keiichiro Nippon Electric IC Microcomput Заявл. 08.07.1992 № JP 19920181287 Опублик. 04.02.1994	Генераторная схема
	47	Япония (JP), № 3 309 878 В2, № 7 094 968 А МКИ ⁵ H03F 3/30; H03F 1/02	Okashin Yamato. Sony Corp. Заявл. 24.09.1993 № JP 19930261531 Опублик. 07.04.1995	Усилитель
	48	Япония (JP), № 3 305 057 В2, № 7 074 554 А МКИ ⁵ H03F 3/45	Yamanaka Yasumasa, Oguro Kyoji, Miki Tsutomu Kanebo LTD, Mitsubishi Electric corp Заявл. 01.09.1993 № JP 19930217161 Опублик. 17.03.1995	Усилитель
	49	Япония (JP), № 3 317 314 В2 № 7 240 633А МКИ ⁵ H03F 1/30	Tsumura Hideshi Sumitomo Electric Industries Заявл. 28.02.1994 № JP 19940029763 Опублик. 09.12.1995	Полупроводниковый усилитель
	50	Япония (JP), № 5 060 685 В4 МКИ ⁵ H03F 1/26	Вальтер Пекенбахер, Хайнц Линдеаре. Телефункен Электроник Гмбх Заявл. 23.07.1984 Опублик. 02.09.1993	Усилитель в виде полупроводниковой транзисторной микросхемы
	51	Япония (JP), № 5 062 483 В4 МКИ ⁵ H03В 19/00	Хондзэ Кадзухико, Nippon denki К.К. Заявл. 23.02.1984 № 8432868 Опублик. 08.09.1993	Микроволновый делитель частоты
	52	Япония (JP), № 5 062 486 В4 МКИ ⁵ H03F 3/30	Кодэра Ясухиро К.К. Тосиба Заявл. 31.05.1983 № 8396168 Опублик. 08.09.1993	Двухтактный усилитель мощности с однополюсным выходом

1	2	3	4	5
Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, включая магнитотранзисторы, спиновые транзисторы и устройства на их основе	53	Япония (JP), № 5 062 487 В4 МКИ ⁵ H03F 3/45	Нагау Кэндзи, Татаути Масахару К.К. Хитати Сэйсакусё Заявл. 06.04.1984 № 8467699 Опубл. 08.09.1993	Дифференциальный усилитель на полевых МОП-транзисторах
	54	Япония (JP), № 5 063 047 В4 МКИ ⁵ H03F 3/60	Сиодзаки Осаму Ниппон дэнки К.К. Заявл. 23.12.1986 № 86314860 Опубл. 09.09.1993	Полупроводниковый усилительный прибор на основе полевого транзистора
	55	Япония (JP), № 5 061 803 В4 МКИ ⁵ H03G 3/10	Окубо Бунъити, Ниппон дэнки Ай-Си, Майко К.К. Заявл. 28.07.1986 № JP 86178230 Опубл. 07.09.1993	Транзисторный усилитель с регулируемым усилением
	56	Япония (JP), № 5 066 770 В4 МКИ ⁵ H03G 3/10	Минабэ Сютаро, Нисима Масахиро Мацусита дэнки сангё К.К. Заявл. 27.10.1984 № JP 84225117 Опубл. 22.09.1993	Высокочастотный усилитель в интегральном исполнении

По рассматриваемой тематике найдено 56 патентов. Выявленные патенты по годам опубликования распределяются следующим образом:

Год опубликования	Кол-во патентов	Год опубликования	Кол-во патентов
1983	1	1994	6
1984	4	1995	2
1986	2	1996	1
1990	1	1998	3
1991	1	2000	8
1992	5	2001	10
1993	10	2002	2

По странам-заявителям патенты распределились так:

Страна	Кол-во патентов	Кол-во патентов по СВЧ-транзисторам
СССР и Россия	2	1
США	25	8
Франция	1	—
Великобритания	5	1
РСТ	6	1
ЕПВ	5	2
Япония	12	3

Проведенный патентный поиск по транзисторам в СВЧ- и КВЧ-диапазонах, включая устройства на их основе, показал, что в данном направлении исследования ведутся достаточно интенсивно, особенно заметна тенденция повышения активности в этой области исследований в последние 3 года: из 56 отобранных изобретений 20 запатентовано в 2000–2003 годах. Наибольшее количество патентов принадлежит США – 25 и Японии – 12.

Ведущими фирмами за рубежом и в России в разработке транзисторов в диапазонах СВЧ и КВЧ и устройств на их основе являются ООО предприятие «Ортикс-Екатеринбург» (Россия), Государственное унитарное предприятие Омский НИИ приборостроения (Россия), Wiltron Company (США), Hewlett Packard (США), Nec Corporation (Япония), Plessey Semiconductors Limited (GB), Fujitsu Limited (Япония), Alps Electric CO, LTD (Япония), Siemens Aktiengesellschaft (Германия), Agence Spatiale Europeene (FR), Wireless Access INC, Koninklijken Philips Electronics N.V. (NL), Nippon denki K.K (Япония), Microsource Inc. (США), Ail Systems Inc. (США).

В лаборатории магнитоэлектроники миллиметрового диапазона Саратовского государственного университета (Россия), КБ критических технологий ОАО «Тантал» (Россия) ОАО «НИИ-Тантал» (Россия) исследуются пути создания магнитоэлектронных транзисторов СВЧ- и КВЧ-диапазонов.

При анализе патентной документации было установлено, что ряд патентов относится к разработке конструкции и улучшению характеристик генераторов, усилителей, синтезаторов частоты, делителей частоты, работающих в СВЧ- и КВЧ-диапазонах.

В патенте № 5373250 (США) предлагается схема усилителя мощности на полевом транзисторе с затвором Шоттки и его блок питания. Усилитель может быть использован для усиления СВЧ-сигналов на пульте искусственного спутника.

В патенте № 666644 (ЕПВ) запатентован микроволновый широкополосный усилитель в монолитном интегральном исполнении. Усилитель с двумя последовательно включенными полевыми транзисторами на арсениде галлия (GaAs) должен при высоком усилении и малом уровне шумов работать с малым потреблением тока и низким рабочим напряжением в сравнительно большом диапазоне.

Узкополосный ВЧ-усилитель с низким энергопотреблением и высокой стабильностью представлен в патенте № 9502277 (РСТ). Усилитель предназначен для усиления радиочастотных и СВЧ-сигналов. Усилитель содержит ВЧ-транзистор, предельная частота которого выше центральной частоты входного сигнала, и индуктивность для фильтрации шумов и согласования с входным сигналом, включенную в эмиттерную цепь транзистора. Индуктивности, включенные в коллекторную и базовую цепи, обеспечивают стабилизацию усиления при приеме сигналов, частоты которых

не соответствуют его полосе частот. Для стабилизации используется также цепь, содержащая последовательно соединенные конденсатор и резистор, включенная между выходом и землей. Объектом изобретения является малошумящий усилитель СВЧ, содержащий биполярный транзистор.

В патенте № 2272121 (Англия) представлен малошумящий ВЧ-усилитель с емкостной обратной связью. Усилитель содержит два транзистора с *n-p-n*-переходом, эмиттеры которых соединены. В коллекторную цепь каждого из транзисторов включена индуктивная нагрузка. Емкости конденсаторов обратной связи вместе с емкостями транзисторов, индуктивными нагрузками и входной емкостью следующего каскада образуют цепь, резонансная частота которой лежит в диапазоне частот сигналов, подлежащих усилению. Уменьшение наведенного шума обусловлено применением реактивной нагрузки и емкостной обратной связи.

Патент № 3259703 В2 (Япония) посвящен усилителю сигналов СВЧ-диапазона. Усилитель мощности выполнен на полевом транзисторе, в качестве которого используется гетеротранзистор на арсениде галлия (GaAs). В цепи стока полевого транзистора расположен контур регулировки напряжения смещения стока транзистора. Контур регулировки напряжения смещения стока состоит из нескольких переключателей постоянного тока, выполненных на полевых гетеротранзисторах на GaAs. Для регулировки напряжения смещения с помощью переключателей количество элементов многочисленных батарей переключается для последовательного или параллельного соединения. В результате напряжение стока, а следовательно, и напряжение источника питания изменяется. При этом снижается уровень нелинейных искажений и возрастает эффективность усиления по мощности.

Высокочастотный усилитель в интегральном исполнении запатентован в Японии патенте № 5066770 В4. В усилителе применяют двухзатворный полевой транзистор, на один из затворов которого подают напряжение автоматической регулировки усиления. Особенность усилителя состоит в том, что между затвором двухзатворного полевого транзистора и его истоком присоединен диод таким образом, чтобы его анод был сформирован со стороны затвора.

В патенте № 6437649 (США) описывается микроволновый усилитель, включающий биполярный транзистор. Усилитель используется для высокоскоростной передачи цифровых данных. В предлагаемом изобретении усовершенствуется схема усилителя.

В патенте № 5200713 (США) предложен комбинированный генератор с магнитной перестройкой частоты. Отмечается, что генераторы миллиметрового диапазона со сферическими резонаторами на иттриевом гранате с магнитной перестройкой частоты имеют ограниченный рабочий диапазон. Патентуемый генератор содержит два резонатора и два активных элемента ПТ и БТ с индуктивной обратной связью. Такая структура дает возможность расширить диапазон перестройки частоты до 2–8 ГГц.

В патенте № 5059927 США описан СВЧ-генератор с уменьшенным фазовым шумом, в состав которого входит перестраиваемый ЖИГ-фильтр.

В патенте № 5392051 (США) представлен генератор миллиметрового диапазона. В качестве генерирующего элемента использован диод Ганна. Генерирующая схема содержит диэлектрический резонатор. Увеличение частоты генерации осуществлено подбором геометрических размеров конструкции. Частота генерации $f = 60 \text{ ГГц} \pm 5 \text{ ГГц}$. Генератор может быть использован в частотно-модулированном радарном модуле. Отмечается, что вместо диода Ганна могут быть использованы лавинно-пролетные диоды в различных режимах их работы.

В патенте № 1235343 (ЕПВ) описан СВЧ-генератор с уменьшенным фазовым шумом. Активным элементом устройства является биполярный транзистор, база которого является входным выводом, коллектор – выходным, а эмиттер по высокой частоте заземлен. Частота генератора изменяется с помощью варакторного диода. Микроволновый генератор включает диэлектрический резонатор TE01 типа. В представляемом устройстве высокое усиление получают даже на частоте 20 ГГц, что позволяет осуществлять стабильную генерацию на частоте 10 ГГц и выше. В соответствии с настоящим изобретением возможно обеспечить фазовый шум 80 дБ/кГц.

В патенте № 2212090 (Россия) предлагается высокостабильный импульсный СВЧ-передатчик на СВЧ-транзисторе. Изобретение может быть использовано в качестве выходного каскада импульсных РЛС или в качестве модулятора. Задачей изобретения является повышение стабильности частоты автогенератора за счет уменьшения времени установления частоты, а также подавления паразитных гармоник на его выходе.

Предметом изобретения в патенте № 5062483 В4 (Япония) является микроволновый делитель частоты, который содержит полевой транзистор с одним затвором, полевой транзистор с двумя затворами и схему для регулирования частотной полосы без потерь.

В патенте № 5146186 США предлагается программируемый синтезатор частот с высоким разрешением. Патентуется структурная схема ступенчатого программируемого СВЧ-синтезатора частоты с высоким разрешением, в котором достигается почти полное устранение побочных частотных составляющих основного сигнала без увеличения выходных фазовых шумов. В качестве генератора, управляемого напряжением используется ЖИГ-генератор, включенный в состав петли фазовой синхронизации.

Патент № 5374902 (США) представляет СВЧ-синтезатор со сверхнизким уровнем фазового шума.

Анализ патентной документации показал, что целый ряд патентов посвящен разработке генераторов на полевых и биполярных транзисторах, управляемых напряжением, работающих в широком диапазоне частот. Запатентованы конструкции генераторов с диэлектрическим резонатором, способы регулировки частоты (патенты № 6424241 США, № 6456170

США, № 6452458 США, № 5367270 США, № 5373259 США, № 5373262 США). Способы и устройства для уменьшения фазового шума генераторов представлены в патентах № 1166447 ЕПВ, № 1220440 ЕПВ, № 9637041 РСТ, № 9429947 РСТ.

Большая группа патентов посвящена снижению шума, увеличению линейности транзисторных усилителей, разработке широкополосных усилителей на биполярных и полевых транзисторах с управляемым коэффициентом усиления (№ 6441689 США, № 6445251 США, № 5374899 США, № 5387880 США, № 5389891 США, № 5389896 США, № 2365635 Англия, № 2292858 Англия, № 02067414 РСТ, № 9429954 РСТ, № 7094968 Япония, № 7074554 Япония, № 7240633 Япония).

Разработка способов и устройств для синтеза частот с помощью фазовой автоподстройки с дробным делителем частот предложена патентах № 2212756 Россия, № 6441692 США, № 6441690 США, № 2811167 Франция, № 1227592 ЕПВ, № 0205431 РСТ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. *Игнатъев А. А., Ляшенко А. В., Костяков В. А., Кудрявцева С. П., Романченко Л. А., Сотов Л. С., Страхова Л. Л., Хвалин А. Л.* Отечественные и зарубежные патенты по транзисторам, магнитотранзисторам и ЖИГ-генераторам за 1992–2003 годы // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов : Изд-во Сарат. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 165–175.

УДК 537.622.6, 537.635, 537.312.8, 621.373, 621.315.592

АНАЛИЗ ПАТЕНТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИХ ДАТЧИКОВ ИЗ МАГНИТОРЕЗИСТИВНЫХ И ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ МАТЕРИАЛОВ, ДАТЧИКОВ ГЕНЕРАТОРНОГО ТИПА, МИКРОРЕЗОНАТОРНЫХ ДАТЧИКОВ И МАГНИТОМЕТРОВ НА ИХ ОСНОВЕ

**С. П. Кудрявцева, Л. А. Романченко, Л. Л. Страхова,
Л. С. Сотов, А. А. Маслов**

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

В статье приведены результаты патентных исследований характеристик магнитометрических датчиков из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчиков генераторного типа, микрорезонаторных датчиков и магнитометров на их основе.

Ключевые слова: патентные исследования, датчики магнитного поля, магниторезонансные датчики, микрорезонансные датчики.

The Analyse of Patent Information of Characteristics of Magnetic Sensors from Magnetoresistive and Semiconductive Materials, Generator type Sensors, Microresonance Sensors and Based on them Magnetometers

**S. P. Kudryavceva, L. A. Romanchenko, L. L. Strakhova,
L. S. Sotov, A. A. Maslov**

The results of patent information of characteristics of magnetic sensors from magnetoresistive and semiconductive materials, generator type sensors, microresonance sensors and based on them magnetometers are presented in the article. There are made detail analyse and systematization of patent information from 1991 to 2004 years on this theme.

Key words: patent researchings, magnetic sensors, magnetoresistive sensors, microresonant sensors.

Для измерения характеристик магнитного поля используется специальная аппаратура – магнитометры, которые находят применение в навигации, магнитном картографировании, для обнаружения движущихся объектов, в дефектоскопии, полевой томографии, метрологии, магнитной разведке, биофизике и медицине [1–7].

Основным элементом магнитометра является датчик магнитного поля. По виду физического явления, на основе которого создаются датчики и магнитометры, их можно условно разделить на следующие группы:

- гальваномагнитные, основанные на эффекте Холла;
- магниторезистивные – разновидность гальваномагнитных, основанные на эффекте изменения сопротивления материала при возникновении силы Лоренца в магнитном поле;
- индукционные, основанные на эффекте наведения ЭДС в контуре при изменении магнитного потока через этот контур;
- феррозондовые – разновидность индукционных, основанные на эффекте сдвига кривой перемагничивания сердечника под действием внешнего измеряемого поля;
- квантовые (резонансные), принцип действия которых основан на явлении магнитного резонанса, заключающегося в избирательном поглощении или излучении электромагнитных волн веществом, находящимся в магнитном поле.

Наиболее важными характеристиками магнитометрических датчиков являются их чувствительность, габариты и масса [4–18].

Датчики на гальваномагнитном эффекте Холла широко применяются для измерения постоянных, переменных и импульсных магнитных полей, имеют малые размеры и массу, однако чувствительность их невысока 10^{-5} – 10^{-4} Тл. В связи с этим они не могут применяться для измерения слабых магнитных полей, в частности магнитного поля Земли.

Более перспективными по чувствительности являются магниторезистивные датчики на основе тонких пленок. В работе [4] описаны многослойные тонкопленочные датчики на основе анизотропного магниторези-

стивного эффекта, чувствительность которых достигает 10^{-9} Тл, а габариты $7,4 \times 7,4 \times 2,5$ мм². Наиболее чувствительными индукционными магнитометрами являются вибрационные магнитометры [15] с чувствительностью, достигающей 0,1 нТл. Конструктивно такой вибрационный магнитометр представляет собой катушку на пьезокристалле, колеблющемся под действием поданного на него гармонического напряжения.

Феррозондовые магнитометры, являющиеся разновидностью индукционных, обладают очень высокой чувствительностью к магнитному полю, до 10^{-11} Тл [16]. Однако требованию миниатюрности такие датчики не удовлетворяют.

Для измерения магнитного поля имеется широкий класс квантовых магнитометров. В зависимости от природы элементарных частиц, участвующих в процессе резонансного поглощения или излучения энергии, различают электронный парамагнитный резонанс (ЭПР) и ядерный магнитный резонанс (ЯМР).

Датчики, основанные на явлении ЯМР, имеют чувствительность порядка $\sim 10^{-10}$ Тл, а на явлении ЭПР – до 10^{-12} Тл [17].

Электронный резонанс в магнитоупорядоченных веществах называется ферромагнитным резонансом (ФМР).

Частота избирательности поглощения ν ЭПР определяется выражением [17]

$$\nu = \frac{1}{2\pi} \gamma \cdot H_0,$$

где γ – гиромагнитное отношение, для электрона: $\gamma = \frac{g}{\hbar} \mu_A$,

g – фактор спектроскопического расщепления (фактор Ланде),

μ_B – магнетрон Бора, $\mu_A = \frac{e\hbar}{2m_e c}$,

e – заряд электрона,

m_e – масса электрона,

\hbar – постоянная Планка,

H_0 – напряженность внешнего магнитного поля.

Интенсивность резонанса в магнитоупорядоченных структурах – ферромагнетиках и ферримагнетиках на много порядков превышает интенсивность парамагнитного резонанса [18].

Явление ФМР позволяет создавать высокочувствительные датчики магнитного поля, до 10^{-11} Тл [5]. Резонансная частота ФМР определяется той же формулой, что и ЭПР. Однако в этой формуле напряженность магнитного поля не совпадает с напряженностью внешнего поля, а равна некоторому эффективному значению ($H_{эфф}$)

$$\nu_{фмр} = \frac{1}{2\pi} \gamma \cdot H_{эфф}.$$

Напряженность поля $H_{\text{эфф}}$ существенно отличается от H внешнего поля и зависит от полей магнитной анизотропии различного порядка, констант магнитоупругого взаимодействия, размагничивающих полей. Последнее обстоятельство приводит к зависимости напряженности эффективного поля от формы образца. Исключения составляют сферические образцы, для которых размагничивающие факторы по всем направлениям одинаковы, и в формулу для частоты ферромагнитного резонанса размагничивающие поля не входят [18].

В простейшем случае малого сферического образца с одноосной анизотропией при направлении внешнего поля (H_0) параллельно оси анизотропии и без учета магнитоупругой энергии выражение для эффективного значения напряженности поля принимает вид

$$H_{\text{эфф}} = H_0 + H_A,$$

где H_A – поле анизотропии.

В работах [19–21] описаны магнитоэлектронные генераторные датчики на основе ФМР в ЖИГ-сфере диаметром от 0,2 до 0,4 мм с чувствительностью порядка 10^{-9} Тл.

Самыми чувствительными на сегодняшний день являются сверхпроводящие магнитометры с использованием эффекта Джозефсона [20]. Эти магнитометры получили также название СКВИД – сверхпроводящий квантово-волновой интегральный датчик. Принцип действия СКВИД основан на измерении числа квантов магнитного потока. Чувствительность таких магнитометров составляет 10^{-15} Тл. Сверхпроводящий магнитометр высокой чувствительности оснащен тонкопленочной активной структурой, отличается высокой воспроизводимостью характеристик и долговременной стабильностью.

Магнитоэлектронные датчики автогенераторного типа на магнито-чувствительных феррит-транзисторных схемах и микросхемах [21] являются новым направлением по разработке высокоэффективных векторных и скалярных магнитных датчиков, преобразователей малых величин магнитной индукции (на уровне фона магнитной индукции Земли от 0,5 до 0,7 Гс) и ее переменных, составляющих частотный отклик и спектр сигнала с определенными параметрами (индексом и глубиной модуляции). Такие датчики имеют малые габариты, высокую помехоустойчивость, высокие частотную и угловую чувствительности, возможность применения интегральных технологий.

Проведенный патентный поиск за период 1991–2004 гг. по магнитометрическим датчикам из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчикам генераторного типа, микрорезонаторным датчикам и магнитометрам на их основе показал, что в данном направлении исследования ведутся достаточно интенсивно. Результаты поиска представлены в табл. 1. Из анализа данных таблицы следует, что в последние два года име-

ется тенденция повышения активности в этой области исследований. Из общего числа (сорок девять патентов) отобранных изобретений, двадцать два запатентовано за период с 2002 г. по январь 2004 г.

Наибольшее число патентов принадлежит США (двадцать пять) и России вместе с бывшим СССР (четырнадцать).

Таблица 1

Краткие описания изобретений по предмету патентного поиска

Предмет поиска	Страна выдачи, вид и номер охранного документа. Классификационный индекс	Заявитель (патентообладатель). Номер заявки, дата приоритета, дата публикации	Название изобретения
1	2	3	4
Магнитомерические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитомеры на их основе	1 США (US), патент № 5 134 371, НКИ 324/252, G 01 R 33/06	Takamoto Watanabe, Yoshinori Ohtsuka, Muneaki Matsumoto, Tadashi Hattori, Kouichi Hoshino, Masanori Ohsawa, Katsumi Nakamure, Nippodensho Co. Ltd, Kariya; Nippon Soken, Inc., Nishio, Japan; № 467402; Приор. 18.01.1990 г.; Оpubл. 28.07.1992 г.	Магнитный датчик генераторного типа с магниторезистивным чувствительным элементом
	2 США (US), патент № 6 304 083, НКИ 324/258, G 01 R 33/02	Frank Owens, the United States of America as represented by the Secretary of the Army, Washington, DC (US), № 09/153 674; Приор. 15.09.1998 г.; Оpubл. 16.10.2001 г.	Способ, система и датчик магнитного поля с магниторезистивным сердечником катушки индуктивности генератора
	3 США (US), патент № 6 339 328, НКИ 324/248, G 01 R 33/02	Mark N Keene; Julian S Satchell, The Secretary of State for Defence, Farnborough (GB); № 09 /341 991; Приор. 06.03.1998 г.; Оpubл. 15.01.2002.	Устройство с общей обратной связью для измерения градиентов магнитного поля
	4 ВОИС (WO), патент № 02 061 445, G 01 R 33/02	Mapps Desmond James (GB); V Panina Larissa (GB); №20010002602; Приор. 01.02.2001 г.; Оpubл. 08.08.2002 г.	Датчик магнитного поля и устройство на основе датчика
	5 США (US), патент № 6 054 852, НКИ 324/304, G 01 V 3/00	Eberhard Pulz Geo Forschungszentrum Potsdam, Germany; № 08/945 261; Приор. 25.04.1996 г.; Оpubл. 25.04.2000 г.	Способ восстановления выходных сигналов узкополосного магнитометра с оптической накачкой

1	2	3	4
Магнитометрические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитометры на их основе	6 Россия (RU), патент № 213 4890, G 01 R 33/06, 33/00	Лопатин В. В., Сватков А. В., Войсковая часть 35533; № 97112362/09; Приор. 08.07.1997 г.; Оpubл. 20.08.1999 г.; Бюл. № 23	Устройство регистрации магнитного поля
	7 США (US), патент № 6 380 736, НКИ 324/306, G 01 V 3/00	Joseph Vilmos Hajnal, Marconi Medical Systems, Inc. Cleveland, OH (US); № 09 / 713 956; Приор. 16.10.2000 г.; Оpubл. 30.04.2002 г.	Резонансный магнитометр
	8 СССР (SU), патент № 1190743, G 01 R 33/00	Андреев В. И., Петров В.В., № 3743987/21; Приор. 21.05.1984 г.; Оpubл. 27.09.1995 г.; Бюл. № 27	Устройство для измерения параметров ферромагнитного резонанса ферритовых сфер
	9 Россия (RU), патент № 2202805, G 01 R 33/24, 33/20	Тельминов М. М., Фисенко А. Г., Довгань А. С., Войтенко А. В., ЗАО «Монацит», Россия; № 200 0101 582 / 09; Приор. 20.01.2000 г.; Оpubл. 20.04.2003 г.; Бюл. № 11	Магнитометр
	10 Россия (RU), патент № 2150712, G 01 R 33/05, 33/24	Беляев Б.А., Бугаков С.В., Лексиков А.А., Бабицкий А.Н., Институт физики им. Л.В.Киренского СО РАН, Россия; № 99 109 831 / 09; Приор. 07.05.1999 г.; Оpubл. 10.06.2000 г.; Бюл. № 16	Датчик магнитного поля
	11 Россия (RU), патент № 2091808, G 01R 33/05	Беляев Б. А., Тюрнев В. В., Институт физики им. Л. В. Киренского СО РАН, Россия; № 920 022 10 / 28; Приор. 26.10.1992 г.; Оpubл. 27.09.1997 г.; Бюл. № 27	Датчик магнитного поля

1	2	3	4
Магнитометрические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитометры на их основе	12 США (US), патент № 6496005, НКИ 324/301, 324/322, G 01 V 3/00	Oliver Heid, Siemens Ag., DE; № 09 / 860146; Приор. 17.05.2001 г.; Оpubл. 17.12.2002 г.	Спин-электронный магнитометр
	13 СССР (SU), патент № 1688213, G 01 R 33/24	Шифрин В. Я., Смирнов Б. И., Клеппер Н. Б., НПО «Рудгеофизика», Россия; № 4477055 / 21; Приор. 17.08.1988 г.; Оpubл. 30.10.1991 г.; Бюл. № 40	Способ измерения магнитной индукции протонным магнитометром
	14 СССР (SU), патент № 1258194, G 01 R 33/035	Алексеев Н. И., СССР; № 3779834; Приор. 13.08.1984 г.; Оpubл. 20.04.1996 г.; Бюл. № 11	Сверхпроводящий квантовый магнитометр с импульсной индукцией
	15 Россия (RU), патент № 2202115, G 01 R 33/02	Малков Я. В., Бурков В. Д., Кузнецова В.И., Потапов В.Т., Котов А. Н., Егоров Ф. А., Семиранова В. В., Коломыцев Д.В., Московский гос. университет леса, ФГУП НИИ физических измерений; Россия; № 2001100661 / 28; Приор. 09.01.2001 г.; Оpubл. 10.04.2003 г.; Бюл. № 10.	Микрорезонаторный волоконно-оптический датчик магнитных полей
	16 Россия (RU), патент № 2204144, G 01 R 33/24, H 01 L 29/82	Коноплев Б.Г., Лысенко И.Е., Таганрогский государственный радиотехнический университет, Россия; № 200 111 1140 / 09; Приор. 23.04.2001 г.; Оpubл. 10.05.2003 г.; Бюл. № 13	Интегральный биполярный магнитотранзистор
	17 Россия (RU), патент № 2068568, G 01 R 33/06	Осадчук В. С., Осадчук Е. В., Осадчук А. В, Россия; № 92004093 / 28; Приор. 16.10.1992 г.; Оpubл. 27.10.1996 г.; Бюл. № 30	Полупроводниковый датчик магнитного поля

1	2	3	4
Магнитометрические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитометры на их основе	18 США (US), патент № 5099298, НКИ 357/27, 357/25, Н 01 L 27/22, Н 01 L 29/82, Н 01 L 29/66, Н 01 L 29/96	Tetsuro Nakamura, Satoshi Kiruchi, Mitsubishi Petrochemical Company Ltd., Japan; № 700352; Приор. 07.05.1991 г.; Оpubл. 24.03.1992 г.	Магниточувствительный полупроводниковый прибор
	19 США (US), патент № 6396264, НКИ 324/249, 343/841, G 01 R 33/02	Naoya Tamaki; Norio Masuda NEC Corporation Tokyo (JP), № 09/665676; Приор. 20.09.2000 г.; Оpubл. 28.05.2002 г.	Полосковые линии передачи для высокочастотных схем и экранированный детектор магнитного поля
	20 Россия (RU), патент № 1764423, G 01 R 33/05	Равлик А. Г., Рощенко С. Т., Самофалов В. Н., Шипкова И. Г., Абрамзон Г. В., Полякова Р. Н., Яковлев Н. И.; ВНИИ электроизмерительных приборов; Харьковский политехнический институт им. В. И. Ленина, Россия; № 4832485/21; Приор. 29.05.1990 г.; Оpubл. 30.05.1994 г.; Бюл. № 10	Способ изготовления магниточувствительного полоскового элемента на основе тонкопленочного композитного магниторезистивного материала
	21 США (US), патент № 5119025, НКИ 324/252, G 01 R 33/06	Neil Smith; Frederic J. Jeffers, Eastman Kodak Company, US, № 737755; Приор. 30.07.1991 г.; Оpubл. 2.01.1992 г.	Высокочувствительный магниторезистивный магнитометр со слоистой коллекторной структурой
	22 США(US), патент № 5422571, НКИ 324/252, G 01 R 33/02, Н 01 L 43/08	Bruce A., David E. Heim; Haralambos Lefakis; Omar U. Need; Virgil S. Speriosu; Dennis R. Wilhoit, International Business machines Corporation US; №14981; Приор. 08.02.1993 г.;	Магниторезистивный спин-волновой датчик с немагнитным слоем

		Опубл. 06.01.1995 г.	
--	--	----------------------	--

Продолжение табл. 1

1	2	3	4
Магнитометрические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитометры на их основе	23 США (US), патент № 5561368, НКИ 324/252, G 01 R 33/02	Moris M. Dover, Robert E. Fontana, Virgil S. Speriosu, Jaquelin K. Spong, Interational Business Machines Corporation, US; № 334659; Приор. 04.11.1994 г.; Опубл. 01.10.1996 г.	Мостовая схема датчика магнитного поля со спин-волновыми магниторезистивными элементами
	24 США (US), патент № 6384600, НКИ 324/252, G 01 R 33/02	Reinder Coehoorn, U.S. Philips Corporation, US; № 09/372960; Приор. 12.08.1999 г.; Опубл. 07.05.2002 г.	Датчик магнитного поля, имеющий элемент со спин-туннельным переходом
	25 США (US), патент № 5871622, НКИ204/192, C 23 C 14/46	Mustafa Pinarbast, Interational Business Machines Corporation, US, № 862454; Приор. 23.05.1997 г.; Опубл. 16.02.1999 г.	Способ изготовления спин-волонового магниторезистивного датчика
	26 США (US), патент № 5592082, НКИ 324/252, G 11 B 5/39; G 01 R 33/09	Tohihiro Kuriyama, Alps Electric Co., Ltd., Tokyo, Japan, № 525874; Приор. 08.09.1995 г.; Опубл. 07.01.1997 г.	Магниторезистивный датчик со слоями постоянных магнитов
	27 США (US), патент № 5508611, НКИ 324/252, G 01 R 33/06	Thaddeus Schroeder; Chi H. Leung; Bruno P.B. Lequesne General Motors Corporation, US, № 232976; Приор. 25.04.1994 г.; Опубл. 16.04.1996 г.	Ультратонкий магниторезистивный датчик
	28 Германия (DE), патент № 10143285, G 01 R 33/09, G 01 B 7/30, H 01 L 43/02	Parsons, Wayne L.; Chan, Simon H.; Hernandez, Cesar J.; Delphi Technologies, Inc.; US; № 10143285; Приор. 04.09.2001 г.; Опубл. 18.04.2002 г.	Магниторезистивный датчик и его изготовление
	29 США (US),	Nobukijo Kobayashi,	Тонкопленочный

	патент № 6642714, НКИ 324/252, G 01 R 33/09	Takeshi Yano, Schigehiro Ohnuma, Kiwamu Schirakawa, Tsuyoshi Masumoto, The Research Institute for Electric and Magnetic Materials, JP; № 10/225794; Приор. 22.08.2002 г.; Опубл. 04.11.2003 г.	датчик магнитного поля
--	--	---	------------------------

Продолжение табл. 1

1	2	3	4
Магнитомерические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитомеры на их основе	30 Германия (DE), патент № 443 4912, G 01 R 33/09	Berg, Hugo Van Den, Siemens AG, DE; № 10/225794 Приор. 29.09.1994 г.; Опубл. 18.04.1996 г.	Способ изготовления сенсорного устройства с датчиками, обладающими большим магниторезистивным эффектом
	31 ЕПВ (EP), патент № 0677750, G 01 R 33/09	Anthony, Thomas C.; Brug, James A.; Hewlett-Packard Company, US; № 228066; Приор. 15.04.1994 г.; Опубл. 18.10.1995 г.	Магниторезистивный датчик с изолирующим слоем
	32 США (US), патент № 5589768, НКИ 324/207.21, G 01 R 33/09	Noritaka Ishiyama; Kontarou Kobayashi, Mitsubishi Steel Mfg. Co., Ltd., Japan; № 264211; Приор. 23.06.1994 г.; Опубл. 31.12.1996 г.	Магниторезистивный измерительный преобразователь с термокомпенсацией
	33 США (US), патент № 6297630, НКИ 324/210, G 01 R 33/09	Andreas Dietzel; Friedrich Fieschmann, International Business Machines Corporation, US, № 09/263695; Приор. 05.03.1999 г.; Опубл. 02.10.2001 г.	Способ и устройство для измерения распределения магнитных полей
	34 США (US), патент № 6692847, НКИ 428/692, B 32 B 19/00	Fumio Shirasaki; Hiroyuki Mima, Hitoshi Harata, Hiromitsu Itabashi, Hitachi Metals, Ltd., JP; № 10/020946; Приор. 19.12.2001 г.; Опубл. 17.02.2004 г.	Магниторезистивный датчик
	35 Великобритания (GB), патент	Freitag Martin, Grothe Wolfgang, Haas Gunther, Bosch GMBH Robert DE;	Магниторезистивное многослойное устройство

	№ 2360875, G 01 R 33/09, H 01 L 41/06	№ 1999 104 9713; Приор. 15.10.1999 г.; Опубл. 03.10.2001г.	
	36 США (US), патент № 6556390, G 11 B 5/39	Sining Mao, Zheng Gao, Jian Chen, Edward Ste- phens Murdock Seagate Technology LLC, US; № 09/558253; Приор. 25.04.2000 г.; Опубл. 29.04.2003 г.	Магниторезистивный датчик и способ из- готовления датчика

Продолжение табл. 1

1	2	3	4
Магнито- метрические датчики из магниторе- зистивных и полупро- водниковых материалов, датчики ге- нераторного типа, мик- рорезона- торные дат- чики и маг- нитометры на их основе	37 США (US), патент № 6313627, НКИ 324/252, G 01 R 33/09	Hugo Van Den Berg, Sie- mens Aktiengesellschaft, DE; № 09/161204; Приор. 24.09.1998 г.; Опубл. 06.11.2001 г.	Датчик для опреде- ления направления внешнего магнитно- го поля с использо- ванием магниторези- стивного элемента
	38 ВОИС (WO), патент № 203089, US 2004/0012389, НКИ 324/252, G 01 R 33/09	Hubert Maiwald DE, № 10/332190; Приор. 25.06.2001 г.; Опубл. 22.01.2004 г.	Способ и система для определения ориента- ции магнитного поля с использованием маг- ниторезистивных дат- чиков
	39 ВОИС (WO), патент № 206845, US 6633462, НКИ 360/315, G 11 B 5/127	Derk Jan Andelerhof Koninklijke Philips Elec- tronics N.Y., NL; № SU20000643902 Приор. 24.05.2001 г.; Опубл. 14.10.2003 г.	Магниторезистивный датчик для опреде- ления угла, имею- щий несколько чув- ствительных элемен- тов
	40 США (US), патент № 5825593, НКИ 360/113, G 11 B 5/39, ЕПВ (ЕП),	Gregory S. Mowry, Seagate Technology, Inc., US; № 198848; Приор. 18.02.1994 г.; Опубл. 20.10.1998 г.	Магниторезистивный датчик с модуляцией электронным полем
	41 Россия (RU), патент № 2139602, H 01 L 43/08	Лопатин В.В., Попадинец Ф.Ф., Сватков А.В., Вой- сковая часть 35533; № 2001 1043 00/28; Приор. 16.02.2001 г.; Опубл. 27.07.2002 г.; Бюл. № 21	Магниторезистивный датчик
	42 Россия (RU), патент № 2216823, H 01L 43/08	Бородинов Л. Ю., Лопатин В. В., Острогля- дов А. В., Попади- нец Ф. Ф., Резнев А. А., Сватков А. В., Войсковая часть 35533; № 2002 1088 84/28;	Магниторезистивный датчик

		Приор. 9.04.2002 г.; Опубл. 20.11.2003 г.; Бюл. № 32	
	43 Россия (RU), патент № 2217846, H 01 L 43/08	Лопатин В. В., Попадинец Ф. Ф., Сватков А. В., Войсковая часть 35533; Россия; № 2002 1086 95/28; Приор. 08.04.2002 г.; Опубл. 27.11.2003 г.; Бюл. № 33	Магниторезистивный датчик

Окончание табл. 1

1	2	3	4
Магнитометрические датчики из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчики генераторного типа, микрорезонаторные датчики и магнитометры на их основе	44 США (US), патент № 6337567, НКИ 324/248, G 01 R 33/022	Seung Min Lee; Seung Hyun Moon; Byung Du Oh; LG Electronics Inc., KR; № 09/563,720; Приор. 03.05.2000 г.; Опубл. 08.01.2002 г.	Способ и устройство для измерения градиентов магнитного поля с использованием сверхпроводящих квантовых интерференционных датчиков
	45 ВОИС (WO), патент № 02063324, G 01 R 33/035	Banzet Marko, Wolters Norbert, Zander Willi, Zhang Yi, Schubert Juergen, DE; № 2001 1005 796; Приор. 07.02.2001 г.; Опубл. 15.08.2002 г.	Радиочастотный СКВИД-магнитометр
	46 ВОИС (WO), патент № 9638737	Seppae, Heikki Valtion Teknillinen Tutkimuskeskus Seppae, Heikki; Приор. 02.06.1995 г.; Опубл. 05.12.1996 г.	Сверхпроводящий квантовый магнитометр
	47 Германия (DE), патент № 10027643, G 01 R 33/035	Kaiser Gunter, Zhang Yi, Inst Luft Kaeltetech Gem Gmbh, DE; № 2000 1027 643; Приор. 30.05.2000 г.; Опубл. 06.12.2001 г.	Сверхпроводящий магнитометр
	48 США (US), патент № 6603308, НКИ 324/248, G 01 R 33/035	Hideo Itozaki, tatsuoki Nagaishi, Sumotomo Electric Industries, Ltd., JP; № 09/959823; Приор. 06.03.2001 г.; Опубл. 05.08.2003 г.	Сверхпроводящий магнитный датчик

Ведущими фирмами за рубежом и в России в разработке магнитных датчиков генераторного типа, микрорезонаторных датчиков, спин-волновых датчиков и магнитометров на их основе являются такие фирмы,

как The Secretary of the Army (США), The Secretary of the Air Force (США), The Secretary of State for Defence (Германия), Marconi Medical Systems Inc. (США), Siemens A.C.(Германия), Nec Corporation (Япония), International Business Machines Corporation (США), US Philips Corporation (США), Alps Electric Co. Ltd. (Япония), General Motors Corporation (США), Delphi Technologies Inc. (США), The Research Institute for Electric and Magnetic Materials (Япония), Hewlett-Packard Company (США), Hitachi Metals Ltd. (Япония), Seagate Technology LLC (США), Войсковая часть 35533 (Россия), Институт физики им. Л.В.Киренского СО РАН (Россия), ФГУП НИИ физических измерений (Россия), ВНИИ электроизмерительных приборов (Россия), Таганрогский государственный радиотехнический университет (Россия).

При анализе патентной документации было установлено, что больше половины изобретений (двадцать шесть патентов) относится к разработке конструкций магниторезистивных датчиков и магнитометров, включая датчики со спин-волновыми магниторезистивными элементами. В этих патентах технические решения направлены:

- на повышение функциональных возможностей за счет определения направления магнитного поля при использовании нескольких чувствительных элементов;

- на расширение диапазона измерений в область слабых магнитных полей за счет линейности магнитосопротивления;

- на миниатюризацию устройств за счет резкого уменьшения величины размагничивающего поля;

- на повышение чувствительности на один – два порядка, до 500 Тл^{-1} ;

- на повышение точности измерений магнитных полей путем уменьшения шума Баркгаузена, увеличения магниторезистивного эффекта (достижения высоких значений относительного сопротивления $\Delta R/R$ до 20%).

Конструктивно магниторезистивные датчики представлены в виде:

- полосковых элементов на основе тонкопленочного композитного магниторезистивного материала;

- полосковой линии и интегральной схемы, содержащей магниторезистивный датчик и катушку индуктивности;

- полупроводниковой пластины и металлических полосок, расположенных на концентраторе магнитного поля – пленке из магнитомягкого материала с высокой намагниченностью насыщения, находящейся в одномименном состоянии;

- полосковых элементов с дополнительной магнитной системой из нескольких постоянных микромагнитов, создающих однородное магнитное поле в полосках, перпендикулярное их оси легкого намагничивания.

Магнитотранзисторные датчики представлены всего тремя патентами, два из которых принадлежат России. В патенте России за 2003 г.

(табл. 1, п. 16) предложен интегральный биполярный магнитотранзистор, в котором введение двух скрытых полупроводниковых областей двух дополнительных коллекторов позволяет повысить функциональные возможности: определять направление вектора индукции магнитного поля. В другом патенте (табл. 1, п. 17) России предлагается устройство, содержащее полевой транзистор (емкостный элемент колебательного контура) и биполярный транзистор (индуктивный элемент колебательного контура). При воздействии магнитного поля на канал магнитотранзистора происходит изменение составляющей полного сопротивления, а следовательно, резонансной частоты колебательного контура. Техническим результатом является увеличение чувствительности и точности измерений.

Датчики генераторного типа представлены в двенадцати патентах. В этих патентах рассматриваются:

- дифференциальный метод измерения, состоящий в сравнении частот сигналов от двух датчиков, обеспечивающий измерение градиентов компонентов магнитного поля второго и более высокого порядка в широком диапазоне изменений температуры окружающей среды (табл. 1, пп. 1, 3);

- измерение слабых магнитных полей порядка 10^{-7} Тл с помощью радиочастотного LC -генератора, имеющего в области от $1 \cdot 10^{-4}$ до $17 \cdot 10^{-4}$ Тл линейную зависимость магнитной индукции от частоты с тангенсом угла наклона $1,25 \cdot 10^{-6}$ Тл/Гц;

- устройство с модуляционно-демодуляционным принципом регистрации слабых (постоянного и низкочастотного) магнитных полей, обеспечивающее увеличение чувствительности в два раза, снижение шума и уменьшение энергопотребления;

- сверхпроводящие квантовые магнитометры с частотным диапазоном от радиочастот до 3 ГГц при температурах порядка 10 К и 77 К.

По микрорезонаторным датчикам и резонансным магнитометрам наибольшее количество патентов (шесть из восьми) принадлежит России и бывшему СССР (табл. 1, пп. 7–11, 13–15). Техническим результатом указанных изобретений является: расширение диапазона измерений в область слабого и сверхслабого магнитных полей до 10^{-13} Тл, повышение пороговой чувствительности до 1–2 пТл, повышение точности измерений, измерение двух компонентов магнитного поля, повышение быстродействия.

Датчик для измерения двух компонентов магнитного поля (табл. 1, п. 10) содержит микрополосковую структуру в виде рамки прямоугольной формы, представляющей собой микрополосковый резонатор, в котором возбуждаются две ортогональные моды электромагнитных колебаний с близкими частотами. Размеры резонатора 20×18 мм, резонансные частоты $f_1 \approx 470$ МГц и $f_2 \approx 545$ МГц.

Датчик магнитного поля (табл. 1, п. 11) содержит два микрополосковых резонатора с равными резонансными частотами, что позволяет достигнуть понижения нижней границы диапазона изменения затухания СВЧ-мощности и тем самым повысить чувствительность датчика.

В конструкции устройства для измерения параметров ферромагнитного резонанса ферритовых сфер (табл. 1, п. 8) значение индуктивности петли связи сведено к минимуму за счет того, что она выполнена в виде несимметричной полосковой линии с волновым сопротивлением подводящих линий. Это позволяет производить измерение параметров ферромагнитного резонанса в диапазоне частот от 0,2 до 7 ГГц с погрешностями не более 10%.

Высокие технические результаты достигаются в патенте ФГУП НИИ физических измерений и Московского государственного университета леса (табл. 1, п. 15). Предложенный микрорезонаторный волоконно-оптический датчик (ВОД) магнитных полей содержит несколько микромеханических резонаторов из магнитных материалов, например, из железо-иттриевого граната (ЖИГ), возбуждаемых оптическим излучением. Изобретение относится к волоконно-оптическим автоколебательным системам на основе резонансного взаимодействия лазерного излучения с микрорезонатором. При относительной флуктуации частоты $\frac{\Delta f}{f}$, приближенно равной 10^{-5} , пороговая чувствительность $\frac{\Delta H}{H}$ приближенно равна $5 \cdot 10^{-4}$ Э.

В результате анализа патентной документации выявлено девять патентов (табл. 1, п. п. 1,2,3,8,9,10,11,15,16), в наибольшей степени отвечающих требованиям высокой чувствительности датчиков при малых габаритах и массе.

Вышеназванные изобретения могут являться патентами – аналогами при разработке высокочувствительных малогабаритных датчиков магнитного поля и магнитометров на их основе. В табл. 2 представлена сводная информация о патентах – аналогах с указанием их технических характеристик.

Таблица 2

Патенты – аналоги по датчикам генераторного типа, микрорезонаторным и магнитотранзисторным датчикам

Страна выдачи и номер патента	Год опубликования	Название изобретения	Технические характеристики
1	2	3	4
США, № 5134371	1992	Магнитный датчик генераторного типа с магниторезистивным чувствительным элементом	Дифференциальный датчик содержит два магниторезистивных элемента, имеет высокую точность в широком диапазоне изменения температуры, предназначен для магнитного обнаружения движущихся объектов
США, № 6304083	2001	Способ, система и датчик магнитного	Предназначен для измерения слабых магнитных полей порядка

		поля с магниторезистивным сердечником катушки индуктивности генератора	10^{-3} Гс. В интервале от 1 до 17 Гс линейная зависимость от частоты с углом 0,0125 Гс/Гц
США, № 6339328	2002	Устройство с общей обратной связью для измерения градиентов магнитного поля	Дифференциальный метод измерения. Имеются два датчика. В качестве датчиков могут быть СКВИД-датчики, магниторезистивные, холловские и др. Позволяет измерять второй и более высокие порядки градиентов поля

Окончание табл 2

1	2	3	4
СССР, № 1190743	1995	Устройство для измерения параметров ферромагнитного резонанса ферритовых сфер	Индуктивность петли связи сведена к минимуму. Она выполнена в виде несимметричной полосковой линии. Измерения параметров ферромагнитного резонанса проводятся в диапазоне частот от 0,2 до 7ГГц с погрешностью от 5 до 10%
Россия, № 2202805	2003	Магнитометр	Магнитометр содержит ферромагнитный сердечник. Диапазон измеряемых полей от 10^{-13} до 16 Тл, частотный диапазон до 200 кГц. Отношение сигнал/шум лежит в пределах от 10 до 15. Пороговая чувствительность от 1 до 2 пТл
Россия, №2150712	2000	Датчик магнитного поля	Возможно измерение двух компонентов магнитного поля. Микрополосковый резонатор в виде рамки прямоугольной формы размером 20×18 мм, резонансные частоты $f_1 \approx 470$ МГц, $f_2 \approx 545$ МГц
Россия, № 2091808	1997	Датчик магнитного поля	Датчик содержит два микрополосковых резонатора с равными резонансными частотами. Цель – повышение чувствительности датчика
Россия, № 2202115	2003	Микрорезонаторный волоконно-оптический датчик магнитных полей	Датчик содержит несколько микромеханических резонаторов из магнитных материалов (например, ЖИГ), возбуждаемых оптическим излучением. Пороговая чувствительность $\Delta H_0 \approx$

			$5 \cdot 10^{-4}$ Э при флуктуации частоты $\Delta f/f \approx 10^{-5}$
Россия, № 2204144	2003	Интегральный биполярный транзистор	Четырехколлекторный транзистор. Введение двух скрытых полупроводниковых областей двух дополнительных коллекторов позволяет повысить функциональные возможности: определить направление магнитного поля

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Колесова В. И. Анатомические методы магнитной картографии. М.: Наука, 1985.
2. Магнитное поле океана. М.: Наука, 1990.
3. Городницкий А. М., Филин А. М. Изучение дна океанов и поиск металлических объектов магнитными методами // Вестн. РАН. 2001. № 1.
4. Касаткин С. И. и др. Тонкопленочные многослойные датчики магнитного поля на основе анизотропного магниторезистивного эффекта // Микроэлектроника. 2000. Т. 29, № 2.
5. Беляев Б.А., Бутаков С.В., Лексиков А. А. Микрополосковый тонкопленочный датчик слабых магнитных полей // Микроэлектроника. 2001. Т. 30, № 3.
6. Mathur H., Baranger Harold U. Random Berry phase magnetoresistance as a probe of interface roughness in Si MOSFET'S // Phys. Rev. B. 2001. V. 64, № 23.
7. Löhnndorf M., Duenas T., Tewes M. et al. Highly Sensitive strain sensors based on magnetic tunneling junctions // Appl. Phys. Lett. 2002. V. 81, № 2.
8. 3-axis magnetic sensor. Solid State Electronics Center // www.magneticsensors.com.
9. Magnetometers. Microorientation sensor // www.xbow.com.
10. GSM – 19T (W) Proton Precession Magnetometer/Gradiometer // www.giscon-gea.com.
11. Внутритрубные магнитные интроскопы серии МИ-3х для диагностирования трубопроводов // www.introsco.ru.
12. Sensor for Robotic Applications // www.robotorenk.com.
13. Digital compass solutions. Solid State Electronics Center // www.magneteicsensors.com.
14. Васильев Н. П., Касаткин С. И., Муравьев Л. М. Тонкопленочные магниторезистивные датчики // Зарубежная электронная техника. 1994. №4–6. С. 56–76.
15. Magnetometers. PC Borland level 3-axis fluxgate magnetometer // www.xbow.com.
16. Афанасьев Ю. В., Студенцов Н. В., Щелкин А. П. Магнитоэлектрические преобразователи, приборы, установки. Л.: Энергия, 1972.
17. Померанцев Н. М., Рыжков В. М., Скроцкий Г. В. Физические основы квантовой магнитометрии. М.: Наука, 1973.
18. Гуревич А. Г. Магнитный резонанс в ферритах и антиферромагнетиках. М.: Наука, 1973.
19. Игнатьев 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. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

20. Пат. 16027643 GO1R 33/035. Сверхпроводящий магнитометр /*Kaiser Gunter, Zhang Yi* (Германия). Заявл. 27.10.2000, № 64320000530. Опубл. 06.12.2001.

21. *Гурзо В. В., Игнатьев А. А., Ляшенко А. В., Сотов Л. С., Маринин А. В., Плешков В. В.* Векторный магнитометр малых магнитных полей // Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2004. Вып. 1 : Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов. С. 50–52.

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	3
-------------------	---

Общая информация

<i>Игнатъев А. А., Ляшенко А. В.</i> ОАО «НИИ-Тантал». Задачи и направления деятельности	5
--	---

Секция 1

Компьютерное проектирование

<i>Хвалин А. Л., Игнатъев А. А., Самолданов В. Н., Ляшенко А. В.</i> Разработка программ расчета магнитоэлектронных элементов связи УВЧ-диапазона	9
<i>Игнатъев А. А., Самолданов В. Н., Хвалин А. Л., Ляшенко А. В.</i> Программа расчета магнитоэлектронных элементов связи КВЧ-диапазона	16
<i>Игнатъев А. А., Самолданов В. Н., Хвалин А. Л.</i> Программа расчета мощных составных биполярных транзисторов в СВЧ-диапазоне	20
<i>Игнатъев А. А., Хвалин А. Л., Васильев А. В.</i> Программа расчета мощных полевых магнитоэлектронных транзисторов в диапазоне частот до 30 ГГц	24

Секция 2

Теоретические и экспериментальные исследования и технологии

<i>Коваленко М. Л., Сотов Л. С.</i> Исследование двухдоменной модели сферического микрорезонатора на основе железо-иттриевого граната в ненасыщенном режиме	30
<i>Хвалин А. Л., Васильев А. В.</i> Разработка магнитоэлектронных элементов связи для сигналов на низком и высоком уровнях мощности	54
<i>Игнатъев А. А., Хвалин А. Л., Васильев А. В.</i> Разработка полевых магнитоэлектронных транзисторов в усилительном и генераторном режимах регулярных сигналов на низком уровне мощности в УВЧ-диапазоне	59
<i>Хвалин А. Л., Самолданов В. Н.</i> Разработка биполярных магнитоэлектронных транзисторов в усилительном режиме для регулярных сигналов на высоком уровне мощности в УВЧ-диапазоне	63
<i>Игнатъев А. А., Самолданов В. Н., Хвалин А. Л.</i> Теоретические исследования моделей полевых транзисторов КВЧ-диапазона в режимах усиления при выходной мощности до 40 мВт	73
<i>Елисеев В. А., Кобякин В. П., Смирнов М. Н., Ефремов И. Н.</i> Технология изготовления и характеристики полевых СВЧ-транзисторов и монолитных схем на арсениде галлия для магнитометрических датчиков	81

Секция 3
Прикладные аспекты
(синтез частот, усиление, магнитометрия, генерация)

<i>Гурзо В. В., Игнатъев А. А.</i> Особенности поведения ферритовых структур в режиме нелинейного ферромагнитного резонанса	87
<i>Игнатъев А. А., Куликов М. Н., Норов Ю. В., Сотов Л. С., Тугушов Д. В.</i> Экспериментальное исследование векторного магнитоэлектронного магнитометра малых магнитных полей	98
<i>Куликов М. Н., Романченко Л. А.</i> Определение магнитного поля Земли магнитометрическим датчиком при вращении его на углы, кратные 90°	109
<i>Игнатъев А. А., Овчинников С. В.</i> Теоретическая оценка влияния механических и температурных воздействий на магнитометрический датчик	114

Секция 4
Экологические аспекты

<i>Ляшенко А. В.</i> СВЧ-излучение как способ эффективного решения экологических проблем нефтегазового комплекса	129
<i>Ляшенко А. В., Жалковский Э. И., Ковылов Н. Б., Костяков В. А.</i> СВЧ-способы контроля качества и экологической безопасности разных видов углеводородного топлива	141
<i>Ляшенко А. В.</i> Применение СВЧ-энергии для решения экологических проблем иммобилизации и захоронения продуктов первичной переработки радиоактивных отходов, фосфорно-органических отравляющих веществ и пестицидов	152

Секция 5
Патентные исследования

<i>Страхова Л. Л., Кудрявцева С. П., Маслов А. А.</i> Патентные исследования характеристик транзисторных генераторов и усилителей, включая ЖИГ-генераторы и устройства на их основе	162
<i>Кудрявцева С. П., Романченко Л. А., Страхова Л. Л., Сотов Л. С., Маслов А. А.</i> Анализ патентной информации характеристик магнитометрических датчиков из магниторезистивных и полупроводниковых материалов, датчиков генераторного типа, микрорезонаторных датчиков и магнитометров на их основе	177

Научное издание

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

*Сборник докладов и статей
II и III научно-технических совещаний 2004 г.*

ВЫПУСК 2

Методы проектирования магнитоэлектронных устройств

Редактор В. А. Трушина
Технический редактор Л. В. Агальцова
Корректор Е. Б. Крылова
Оригинал-макет подготовил А. Ю. Печкарев

Подписано в печать 19.09.2005. Формат 60×84 1/16.
Бумага офсетная. Гарнитура Times. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 11,86 (12,75). Уч.–изд. л. 11,5 . Тираж 200 экз. Заказ

Издательство Саратовского университета.
410012, Саратов, Астраханская, 83.
Типография Издательства Саратовского университета.
410012, Саратов, Астраханская, 83.