

Министерство обороны Российской Федерации
Министерство промышленности и энергетики
Правительства Саратовской области
ОАО «Тантал», ОАО «НИИ-Тантал»
Саратовский государственный университет им. Н.Г.Чернышевского

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Сборник научных трудов

ВЫПУСК 3

**Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника.
Прикладные аспекты**

Под редакцией профессора А.В. Ляшенко

Издательство Саратовского университета
2008

УДК 621.382.029.6
ББК 548.537.611.44
Г44

Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. науч. тр. / Под ред. проф. Г44 А.В.Ляшенко. – Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 2008. Вып. 3. Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника. Прикладные аспекты. – 104 с.: ил.

В сборник включены материалы по результатам исследований, выполненных в КБ критических технологий ОАО «Тантал». Представленные работы посвящены гетеромагнитным преобразователям, моделированию усилителей и акселераторов, новому измерительному оборудованию и исследованию магнитных углеродных нанотрубок.

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

Редакционная коллегия:

А.А. Игнатьев, д-р физ.-мат. наук, профессор (отв. редактор);
М.Н. Куликов, канд. физ.-мат. наук, профессор (зам. отв. редактора);
Л.Л. Страхова, канд. физ.-мат. наук, доцент (отв. секретарь);
В.И. Борисов, д-р техн. наук, член-корр. РАН;
Ю.В. Гуляев, д-р физ.-мат. наук, академик РАН
Ю.А. Матвеев, д-р физ.-мат. наук;
А.В. Путилов, д-р техн. наук, профессор;
А.А. Рахманов, д-р техн. наук, профессор;
А.А. Солопов, канд. эконом. наук;
С.П. Кудрявцева, канд. техн. наук, доцент;
С.В. Овчинников, канд. физ.-мат. наук, доцент;
Л.С. Сотов, канд. физ.-мат. наук, доцент;
А.Л. Хвалин, канд. техн. наук, доцент;
А.С. Краснощекова, инженер КБ КТ ОАО «НИИ – Тантал».

УДК 621.382.029.6
ББК 548.537.611.44

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие	4
<i>Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.</i> Многофункциональные гетеромагнитные преобразователи физических величин	5
<i>Игнатъев А.А., Куликов М.Н., Романченко Л.А.</i> Модель подавления импульсных магнитных помех немагнитными проводящими цилиндрами	36
<i>Хвалин А.Л., Самолданов В.Н., Васильев А.В.</i> Использование САПР MWO-2007 в задачах моделирования магнитоуправляемых усилителей для студентов, обучающихся по специальности «Физика»	44
<i>Овчинников С.В., Сотов Л.С.</i> Методика оценки чувствительности первичного преобразователя для датчика вибраций на основе СВЧ-феррорезонансного автогенератора	51
<i>Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н.</i> Моделирование архитектуры акселератора битовых перестановок с использованием САПР <i>System Studio</i> фирмы <i>Synopsys</i>	60
<i>Сотов Л.С., Харин В.Н.</i> Концепция ТСВ-платформы для распределенных информационно вычислительных систем специального назначения	66
<i>Игнатъев А.А., Ляшенко А.В., Митин И.В.</i> Современное измерительное оборудование контроля параметров гетеромагнитных микросистем	72
<i>Васильев А.В., Куликов М.Н., Игнатъев А.А., Митин И.В.</i> Экспериментальные исследования возбуждения СВЧ-колебаний в магнитных углеродных нанотрубках на микрополосковых устройствах	81
<i>Игнатъев А.А., Страхова Л.Л., Кудрявцева С.П., Хвалин А.Л.</i> Патентные исследования по разработке высокочастотных транзисторов, магнитотранзисторов и устройств на их основе	85

ПРЕДИСЛОВИЕ

В сборник включены материалы исследования по новым направлениям в области гетеромагнитной микро- и наноэлектроники, выполненных в 2005–2008 гг. в КБ критических технологий (КБ КТ) ОАО «НИИ-Тантал» и ОАО «Тантал».

В нем нашли отражение вопросы

- бурно развивающейся в последнее время наноэлектроники в связи с совместными разработками учеными России и Белоруссии в области магнитных углеродных нанотрубок и различных массивов на их основе;
- создания уникального для России оборудования;
- нового лицензионного программного обеспечения и САПР аналого-цифровых систем на кристалле ведущих фирм.

Оснащение передовым измерительным оборудованием, САПР, техническим и испытательным оборудованием КБ КТ стало возможным благодаря Инновационному образовательному проекту (ИОП), который выполняет ГОУ ВПО «Саратовский государственный университет имени Н.Г.Чернышевского» в рамках приоритетного национального проекта «Образование» по мероприятию 1.3.31 «Создание Российского научно-производственного центра гетеромагнитных микросистем» совместно с основными партнерами ОАО «НИИ-Тантал» и ОАО «Тантал».

Патентные исследования – традиционная рубрика в сборнике – приобретают прогнозно-аналитическое содержание.

В ближайших выпусках сборника появятся статьи ведущих специалистов в области микроэлектроники, цифровой техники и обработки сигналов, наноэлектроники, нанотехнологий. Регулярно будут освещаться вопросы по созданию нового оборудования, САПР, их возможностям.

Материалы сборника будут полезны специалистам-разработчикам, экспертам, аспирантам, магистрантам, бакалаврам, специализирующимся в данных направлениях, а также студентам.

Заместитель генерального директора-генерального конструктора ОАО «Тантал», заведующий кафедрой общей физики СГУ профессор, доктор физико-математических наук *А.А.Игнатьев*
УДК 681.586;621.38.049.77

МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ГЕТЕРОМАГНИТНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

А.А. Игнатьев, А.В. Ляшенко

ОАО «НИИ-Тантал»,
Саратовский государственный университет

Рассмотрены основные свойства и параметры гетеромагнитных преобразователей физических величин. С учетом современных достижений в области технологий аналого-цифровой полупроводниковой микроэлектроники, современных САПР, авторских программ проектирования гетеромагнитных устройств могут быть созданы новые миниатюрные системы и устройства на кристалле.

Multifunctional heteromagnetic converters of physical values

A.A. Ignatiev, A.V. Ljashenko

The basic properties and parameters of heteromagnetic converters of physical values are considered. In view of modern achievements in the field of technologies analog-digital semi-conductor microelectronics, modern CAD, author's programs of designing heteromagnetic devices new diminutive systems and devices on a crystal can be created.

Одно из самостоятельных направлений гетеромагнитной микроэлектроники – проектирование многопараметрических датчиков и преобразователей (МПД и МП) электромагнитных и механических динамических величин и разработка микросистемы активного типа, включая интеллектуальные [1, 2]. Гетеромагнитная микроэлектроника удовлетворяет критериям критических технологий и является новым направлением, продолжающим исследования физики процессов в магниточувствительных структурах на основе плёнок ферритов [3] в феррит-полупроводниковых структурах активного типа [4–7].

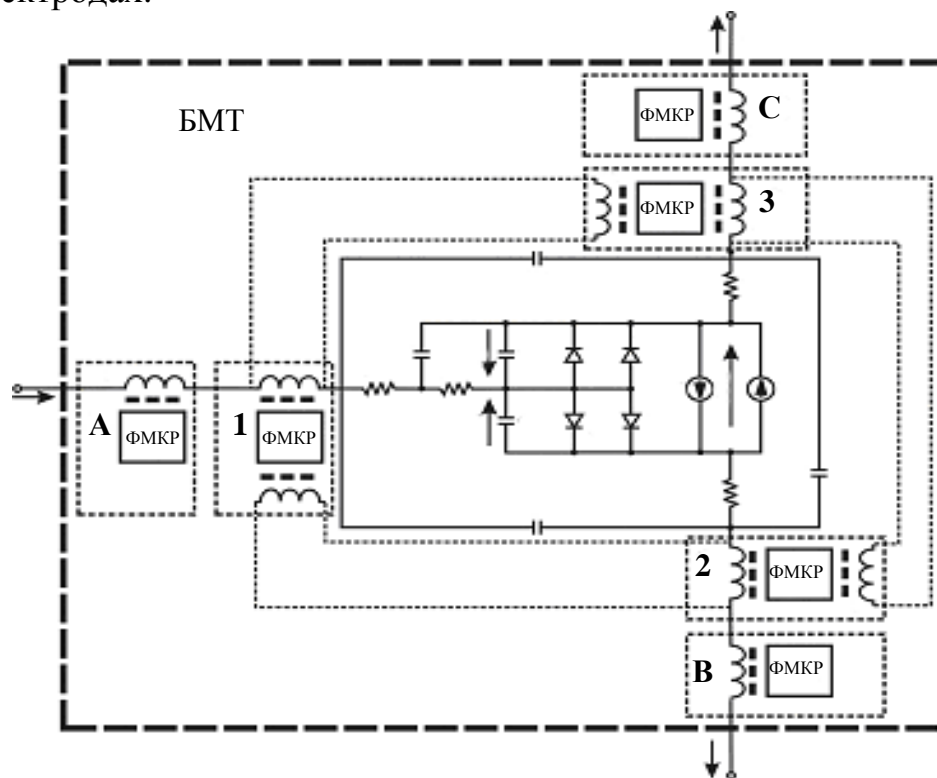
Отличительные особенности МПД и МП:

- единая элементная база;
- единые технологии и средства проектирования;
- повышенная информативность;
- малые масс-габариты;
- высокий технический КПД для повышенных уровней мощности;
- низкая стоимость;
- повышенная точность и чувствительность;
- векторный характер измеряемых величин, включая их девиации;
- выход цифровой или аналоговый;
- возможность создания микросистем с различным уровнем интеллекта от кодировки ключей в двух состояниях до различия портретов образов;

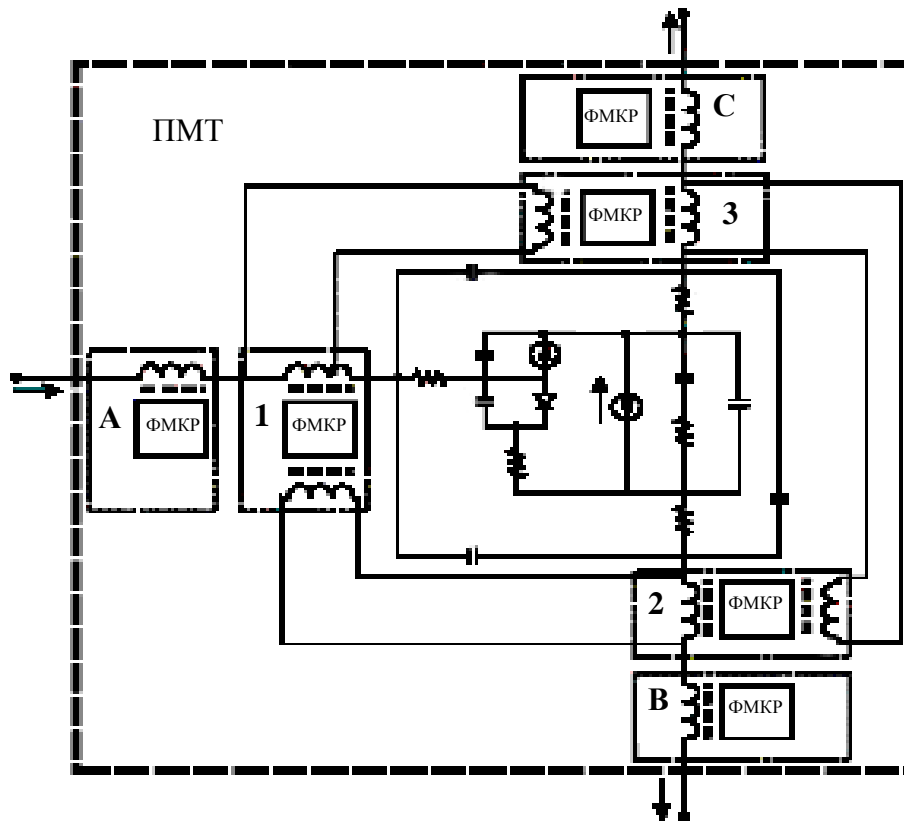
- бесконтактность;
- пассивность (отсутствие требований к подсветке);
- режим фоновой или специализированной подсветки.

Теоретически и экспериментально исследована физика процессов в феррит-полупроводниковых структурах различных типов на основе биполярных и полевых транзисторов на низких (мВт) и высоких (до сотен Вт) уровнях непрерывной и импульсной мощности в широком диапазоне частот – от ОВЧ (30–300 МГц) до ТВЧ (300–1000 ГГц) – для спектрально чистых, шумоподобных и шумовых сигналов, сигналов по типу эквидистантных сеток частот с управляемыми частотными расстояниями между составляющими [1, 2].

В основе МПД и МП лежат различные типы магниточувствительных автогенераторов – ЧИПы, в цепь обратной связи которых включён микрорезонатор из объёмного (сфера) или плёночного монокристаллического феррита. Частотный или вольтовый сигнал-отклик несёт информацию об измеряемой векторной электромагнитной или механической динамической величине, включая их модуляционные характеристики в диапазоне частот до 1 ГГц. На рис. 1 показаны обобщённые эквивалентные схемы для гетеромагнитных структур на различных типах базовых транзисторов [8–19]. Ферритовые микрорезонаторы (ФМКР) включены в различных переходах транзисторов и их электродах.



a



б

Рис. 1. Обобщённые эквивалентные схемы гетеромагнитных структур на различных типах базовых транзисторов: а – биполярных транзисторах на основе модели Гумеля-Пуна; б – полевых транзисторах на основе модели Матерка. Обозначения на схемах сохранены из программного обеспечения «MWO-2002»

Наиболее существенные преимущества гетеромагнитных радиокомпонентов и микросистем:

1. Удовлетворяют критериям критических технологий (на порядки улучшаются тактико-технические характеристики, снижаются массо-габариты, стоимость, повышается надёжность, снижаются экологические нагрузки, реализуются новые поколения миниатюрных, а далее – сверхминиатюрных устройств, формирующих завершённые сигналы в пределах ЧИПа), имеют единые:

- элементную базу;
- технологию;
- средства проектирования, включая САПР;
- контроль, измерения;
- испытания на ВВФ и спецфакторы;
- одинаковую обработку сигналов-откликов контроллерами и микропроцессорами как для датчиков, так и для устройств радиоволнового диапазона (до 300 ГГц).

2. Многопараметрические, многофункциональные взаимодействия с высокой эффективностью (высоким техническим КПД) в ЧИПе,

микросистеме с многоканальным электрическим управлением видами спектров и качеством сигналов как по полупроводниковой, так и по магнитной подсистемам, включая динамические способы управления ВЧ-мощностью.

3. Высокая устойчивость к механическим, температурным воздействиям и воздействиям спецфакторов.

4. Рекордные параметры: «мощность/масса», «спектральная плотность мощности/масса», «многофункциональность/масса».

5. Наличие радиочастотного канала «свой-чужой» с высоким уровнем защиты.

6. Возможность реализаций гетеромагнитной микроэлектроники в радиоволновом диапазоне от 30 МГц до 300 ГГц и в оптическом диапазоне многофункциональных управляемых магнитолазеров.

7. Возможность введения ЧИПов непосредственно в микропроцессор для создания интеллектуальных микросистем навигации, контроля, наведения, срабатывания, съёма информации и др.

8. Крайне широкое межвидовое, межотраслевое применение в микроэлектронике, микросистемной технике, приборостроении; авиационной, космической отраслях; геофизике; биомедицине; средствах контроля больших потоков людей; поисковых средствах электрических кабелей, коммуникаций, незаконных врезок в трубопроводы, дефектоскопии и др.

Показатели, существенно изменяющиеся при использовании генераторных гетеромагнитных структур, приведены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнение основных параметров генераторных гетеромагнитных структур с одной из систем РЭБ

Параметры	Условная генераторная гетеромагнитная структура	Условный прототип (система РЭБ)	Выигрыш, его оценка
1	2	3	4
1. Масса	Десятки г	Десятки-сотни кг	В 10^3 – 10^5 раз и более
2. Габариты	$\sim 1 \text{ мм}^3$	0,5 дм ³	В 10^5 раз и более
3. Себестоимость	50–400 дол.	Десятки тыс.дол.	В 10^2 – 10^3 и более
4. Рабочий ресурс	10^3 – 10^4 и более ч	100–200 ч	В 10^2 – 10^3 раз и более
5. КПД технический	50–60 %	–	Существенны
6. Диапазон перекрытия рабочих частот, ГГц	5–7 частотных октав и более	2 частотные октавы	В 2,5–3 раза и более
7. Мультичастотность (многооктавное перекрытие частотного диапазона одним видом сигнала)	Есть	Нет	Крайне существенный

<i>Окончание табл. 1</i>			
1	2	3	4
8. Многофункциональность (спектрально чистые, шумоподобные, эквидистантные сетки частот, белый шум)	Основное преимущество (нет аналогов)	Ограничена	Крайне существенный
9. Продвижение в новые частотные диапазоны	На одной конструкции ЧИПа без финансовых затрат	Значительные финансовые затраты на НИОКР, пром. освоение и выпуск	Крайне существенный
10. Удельная мощность, Вт/кг	10^2-10^4	Нет данных	Крайне существенный
11. Спектральная плотность мощности, Вт/МГц	100–500 и более	100–500	При уменьшении на порядок масс-габаритов и КПД \approx 50%
12. Управление шириной спектральной линии	10^3-10^4 раз и более	Нет данных	В 10^3-10^4 раз и более. Крайне существенный
13. Синхронное управление перестройкой по частоте (фазе) всех составляющих	Основное преимущество	Нет данных	Крайне существенный
14. Мультирежимность (электрическое переключение из одного вида сигнала в другой, управление величиной и неравномерностью СПМ, переход из непрерывного в импульсный режим, сигналы от спектрально чистых до белого шума и сеток частот с управляемой эквидистантностью)	Основное преимущество	Нет аналогов	Крайне существенный
15. Уровень непрерывной мощности, Вт	5–10 (может быть повышен в $10^2 \dots 10^3$ раз)	Десятки – сотни	Крайне существенный

На рис. 2 схематично показан принцип построения гетеромагнитного векторного датчика магнитной индукции \vec{B} и её девиации \vec{b} .

На рис. 3 приведена блок-схема навигационного малогабаритного векторного магнитометра.

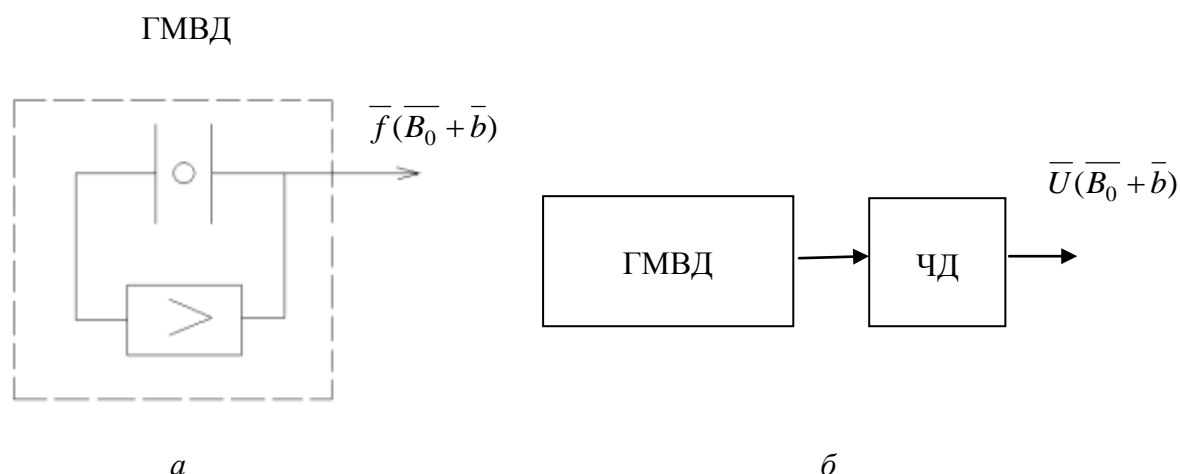


Рис. 2. Принцип построения гетеромагнитного векторного датчика магнитной индукции \vec{B} и её девиации \vec{b} : *a* – в частотный отклик как вектора $\vec{f}(\vec{B}_0 + \vec{b})$; *б* – в отклик амплитуды как вектора $\vec{U}(\vec{B}_0 + \vec{b})$

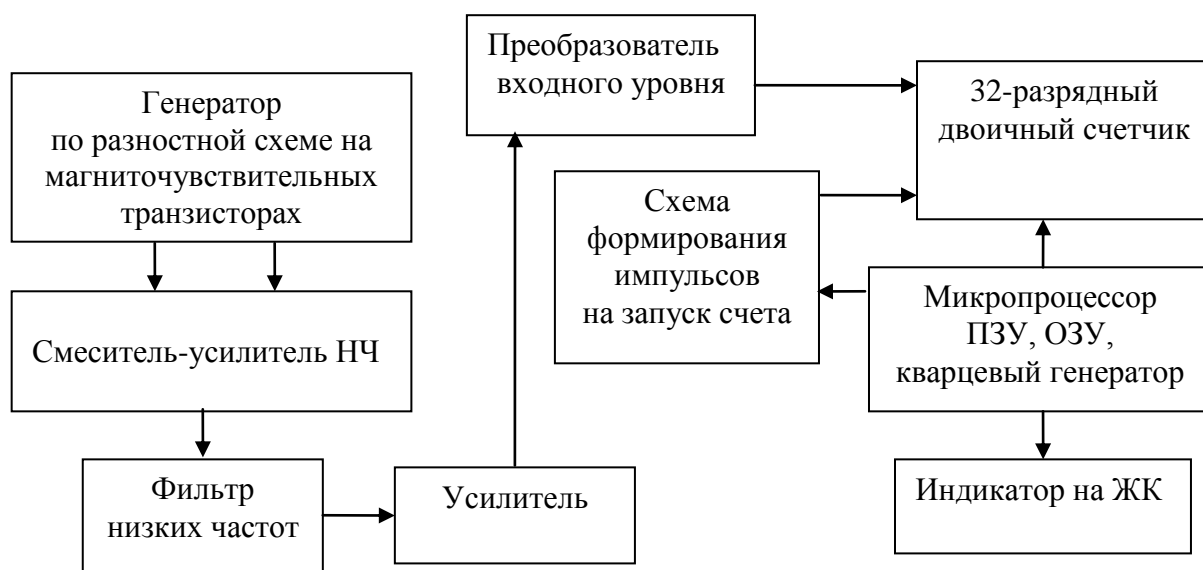


Рис. 3. Блок-схема навигационного малогабаритного векторного магнитометра

Внешний вид МПД и МП представлен на рис. 4.

Основные признаки различия образа (объекта).

1. Гетеромагнитный датчик реагирует на вектор магнитной индукции Земли \vec{B}_3 и её модуляционную составляющую \vec{b} в виде многоканального частотного отклика «частоты или напряжения как вектора», величина которого зависит от ориентации датчика в пространстве. Это первый признак различия образа (объекта).

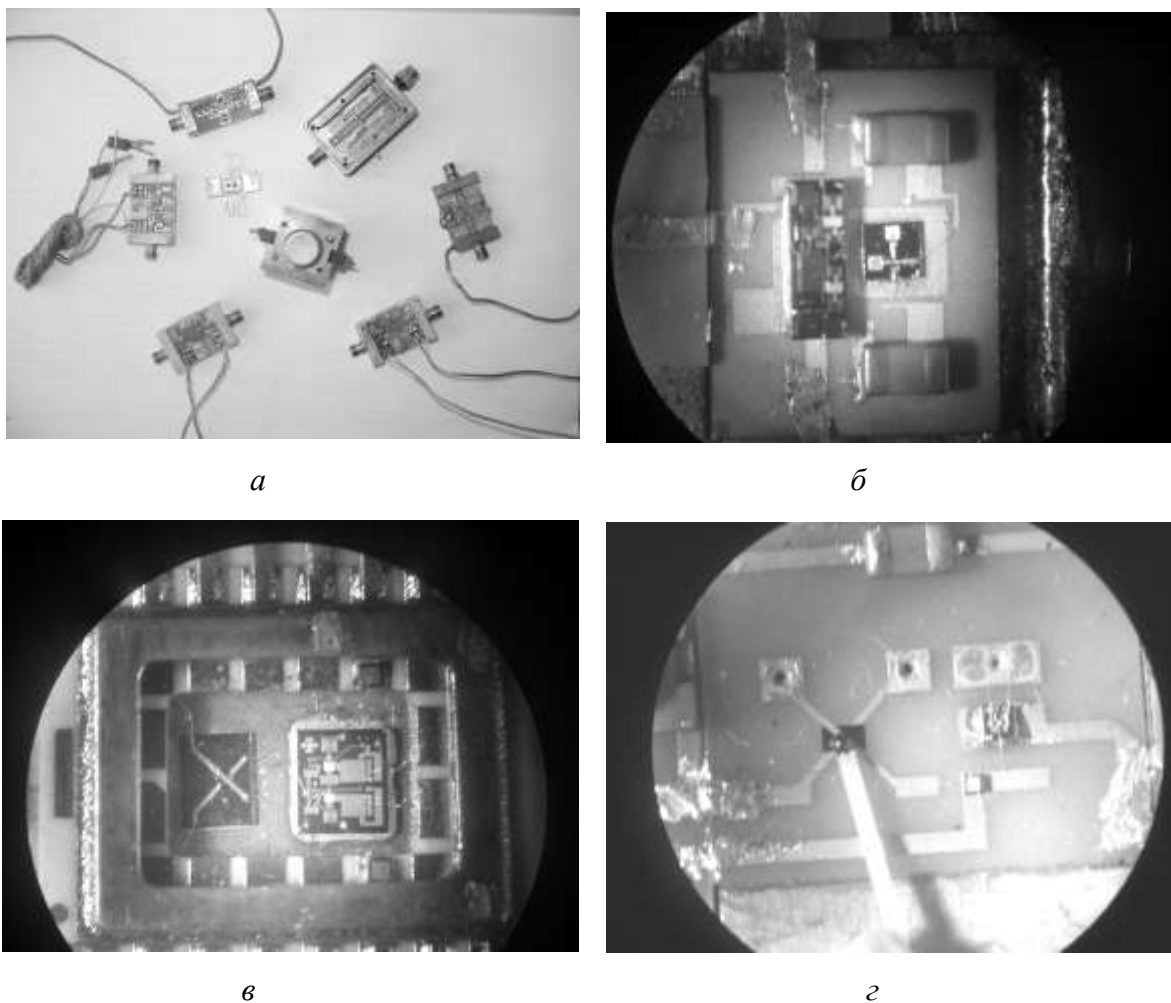


Рис. 4. Внешний вид МПД и МП: *а* – экспериментальные образцы; *б* – макет ПМД в керамическом корпусе ЗАО «Планета-Аргалл», г. В.Новгород; *в* – экспериментальные образцы ММД, ЗАО «НПП «Алмаз-Фазотрон», г. Саратов; *г* – ММД на биполярном транзисторе, ФГУП «НИИЭТ», г. Воронеж

2. Вблизи феррообъектов (тел) линии магнитной индукции искривляются и тем сильнее их возмущение, чем больше масса m ферротела. Это второй признак различия образа (объекта).

3. Характерная модуляционная частота $\nu_{\text{мод}} = 50$ Гц, или 60 Гц, или другая, с которой изменяется \tilde{b} , включая сложный спектр, код. Это третий признак различия образа (объекта).

4. Характерная частота (частоты) вибрации(й) вращения(й) движущегося объекта $\nu_{\text{виб}}$, $\omega_{\text{вр}}$. Это четвертый признак различия образа (объекта).

5. Если объект движется вдоль датчика или датчик вдоль объекта, то АЧХ частотного отклика (ее амплитуда, форма) и спектр, включая его тонкую структуру, несут полезную информацию. Это пятый признак различия образа (объекта).

6. Спектры электромагнитного излучения объектов, находящихся в активном режиме (характерные портреты спектров локационных станций, предприятий, энергетических комплексов, силовых подстанций). Это шестой признак различия образа (объекта).

7. Спектры отраженных электромагнитных излучений от объектов (статических, движущихся) при естественной подсветке телевизионными сигналами, *FM*-связью при приеме и прямой обработке гетеромагнитным детектором (пассивная многопараметрическая локация объекта по магнитной составляющей). Это седьмой признак различия образа (объекта).

Основные параметры векторных гетеромагнитных преобразователей магнитной индукции в частоту приведены в табл. 2.

Параметры гетеромагнитных датчиков, используемых в НМВМ-1 [5, 6]:

- объём усреднения показаний: $0,25 \text{ мм}^3$;
- магнитная чувствительность¹: 10 нТл ;
- чувствительность по магнитной индукции Земли в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях:

$$\gamma_x = (12,9 \pm 1,3) \text{ МГц/мТл},$$

$$\gamma_y = (26,4 \pm 2,6) \text{ МГц/мТл},$$

$$\gamma_z = (25,8 \pm 2,6) \text{ МГц/мТл};$$

- чувствительность по угловым координатам в трех взаимно-перпендикулярных плоскостях:

$$\gamma_\varphi = (2,10 \pm 0,04) \text{ кГц/град},$$

$$\gamma_\theta = (13,05 \pm 0,26) \text{ кГц/град},$$

$$\gamma_\psi = (12,78 \pm 0,25) \text{ кГц/град};$$

- погрешность определения направляющих углов вектора магнитной индукции Земли в области максимальной чувствительности:

$$\Delta\varphi = \pm 1,0 \text{ град},$$

$$\Delta\theta = \pm 2,5 \text{ град};$$

- частота модуляции регистрируемой магнитной индукции: $0,5\text{--}100 \text{ Гц}$;

- девиация частоты регистрируемой магнитной индукции: $50\text{--}300 \text{ кГц}$;

- девиация регистрируемой переменной магнитной индукции: $1,8\text{--}7,0 \text{ мТл}$;

- восстановленный вектор напряженности электрического поля: $3,77 \text{ мВ/см}$;

- мгновенная плотность потока вектора Пойтинга: $0,037 \text{ мкВт/см}^2$;

- поляризация электромагнитного излучения;

¹ $1 \text{ нТл} = 10^{-5} \text{ Гс}$

– прямое детектирование переменных составляющих электромагнитного поля с потерями на преобразование: 14 дБ.

Таблица 2

Основные параметры векторных гетеромагнитных преобразователей

№ п/п	Параметр	Теоретическая оценка	Экспериментально достигнутое значение	Преимущества
1	2	3	4	5
1	Абсолютная аддитивная чувствительность к индукции магнитного поля	1 нТл и менее	10–100 нТл	Динамический диапазон >60 дБ, устойчивость к магнитным импульсам до 1 Тл и более
2	Чувствительность к индукции магнитного поля	2,8–5,6 Гц/нТл	28–56 Гц/нТл	Преобразователь «магнитная индукция–частота», выходной сигнал в цифровой форме. Нет дополнительных задержек и погрешностей при преобразовании в цифровую форму
3	Абсолютная погрешность измерения магнитной индукции	1%	3%	Калибровка по частоте
4	Время преобразования	до 1 нс	1 мс	Малое время преобразования по сравнению с индукционными и магниторезистивными датчиками
5	Абсолютная аддитивная чувствительность к изменению угловых координат	0,3 угл. сек. и менее	0,65 угл. мин.	Выходной сигнал в цифровой форме
6	Чувствительность к изменению угловых координат	0,1–1,0 кГц/град	1–10 кГц/град	
7	Абсолютная погрешность угловых координат	0,5 град	1,0–2,5	Калибровка по девиации частоты

На рис. 5 приведены магнитные диаграммы, регистрируемые навигационным малогабаритным векторным магнитометром НМВМ-1 по азимуту с дискретами углов 120° , 90° , 30° , 10° (рис. 5, а) и в плоскости магнитного меридиана с дискретом углов 10° (рис. 5, б).

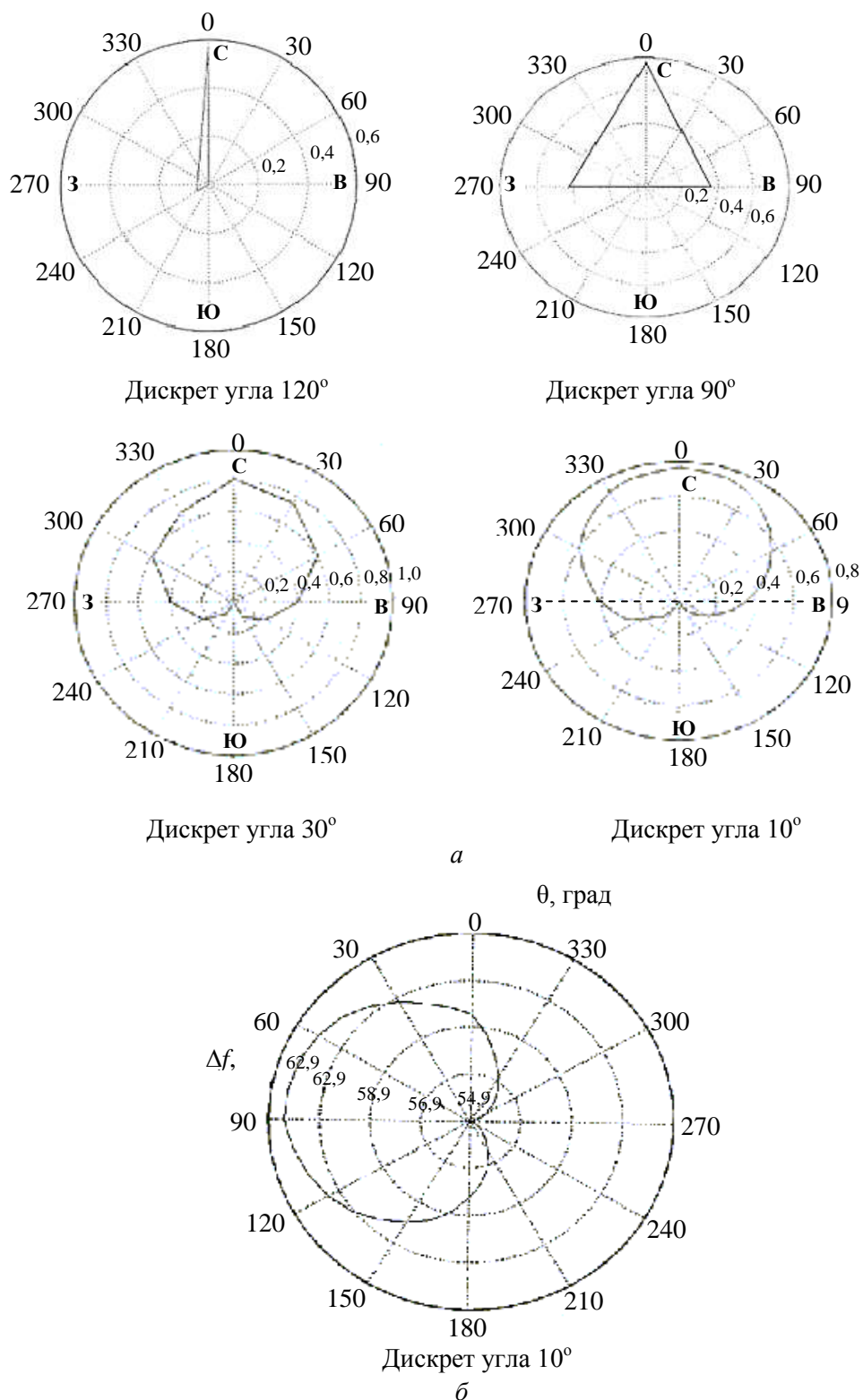


Рис.5. Магнитные диаграммы, регистрируемые навигационным малогабаритным векторным магнитометром НМВМ-1: а – по азимуту с дискретами углов 120° , 90° , 30° , 10° ; б – в плоскости магнитного меридиана с дискретом углов 10°

На рис. 6 показаны расчетные возмущения фонового магнитного поля (индукции) Земли, регистрируемые датчиком, для различных масс ферротел (от 5 до 2000 г) в зависимости от расстояния h_{max} от центра ферротела до датчика.

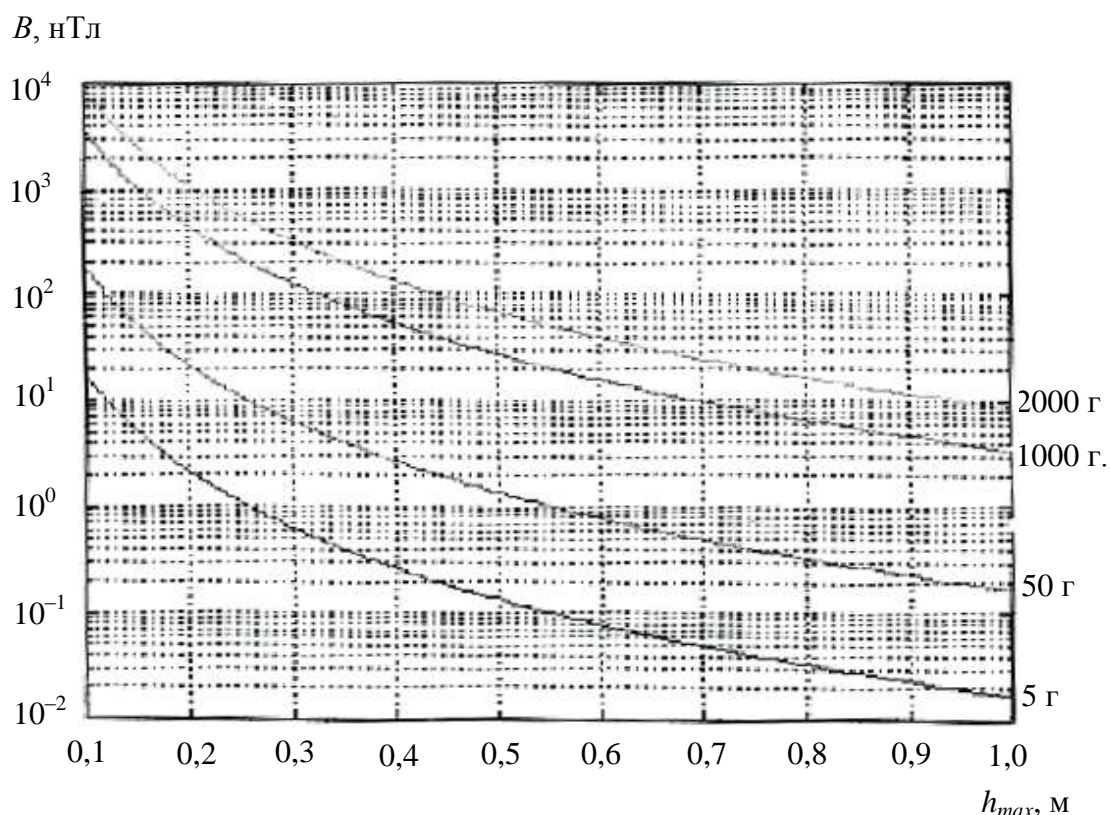


Рис. 6. Расчетные возмущения фонового магнитного поля (индукции) Земли различными массами ферротел (от 5 до 2000 г) регистрируемые датчиком в зависимости от расстояния h_{max} до центра датчика

На рис. 7 приведены расчётные значения максимальной дальности от ферротела до датчика с чувствительностью 10^{-4} нТл.

На рис. 8 представлены аналогичные зависимости для чувствительности датчика 10^{-7} нТл.

Сравнительные данные параметров наиболее совершенных датчиков магнитной индукции приведены в табл. 3.

На рис. 9 показаны варианты размещения векторных магнитных датчиков и магнитных систем на вертолетах, легких самолетах для обнаружения трубопроводов, несанкционированных врезок и др.

На рис. 10 показаны данные регистрации магнитометрическим датчиком модуляционных составляющих \tilde{b} различных частот во времени (Δf – девиация частоты на выходе датчика, ΔB – девиация магнитной индукции, регистрируемой датчиком, σ – дисперсия).

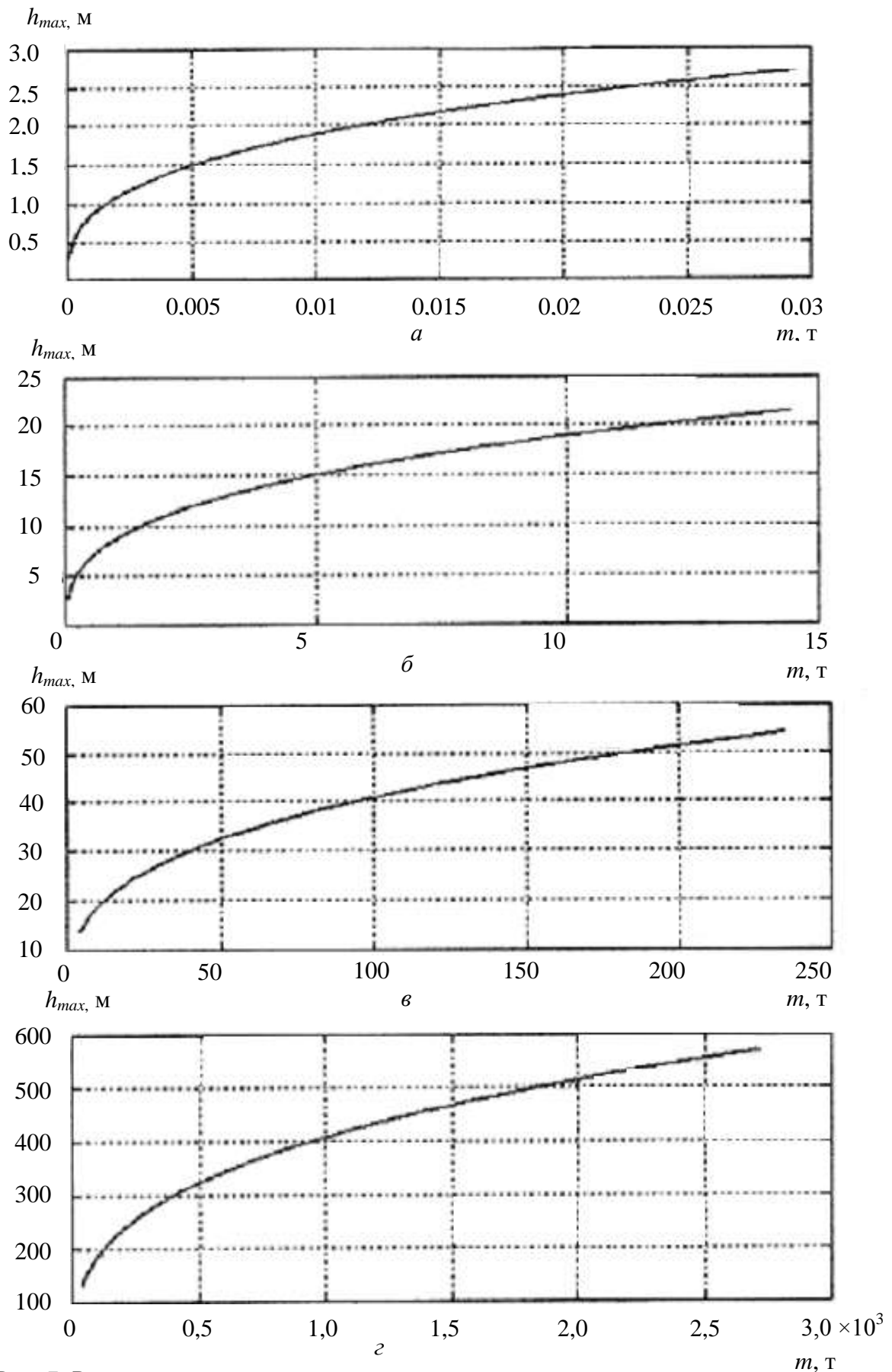


Рис. 7. Расчётные значения максимальной дальности регистрации магнитометром от масс ферротел при чувствительности датчика 10^{-4} нТл: а – (0–30) кг; б – (0–15000) кг; в – (0–250000) кг; г – (0–300000) Т

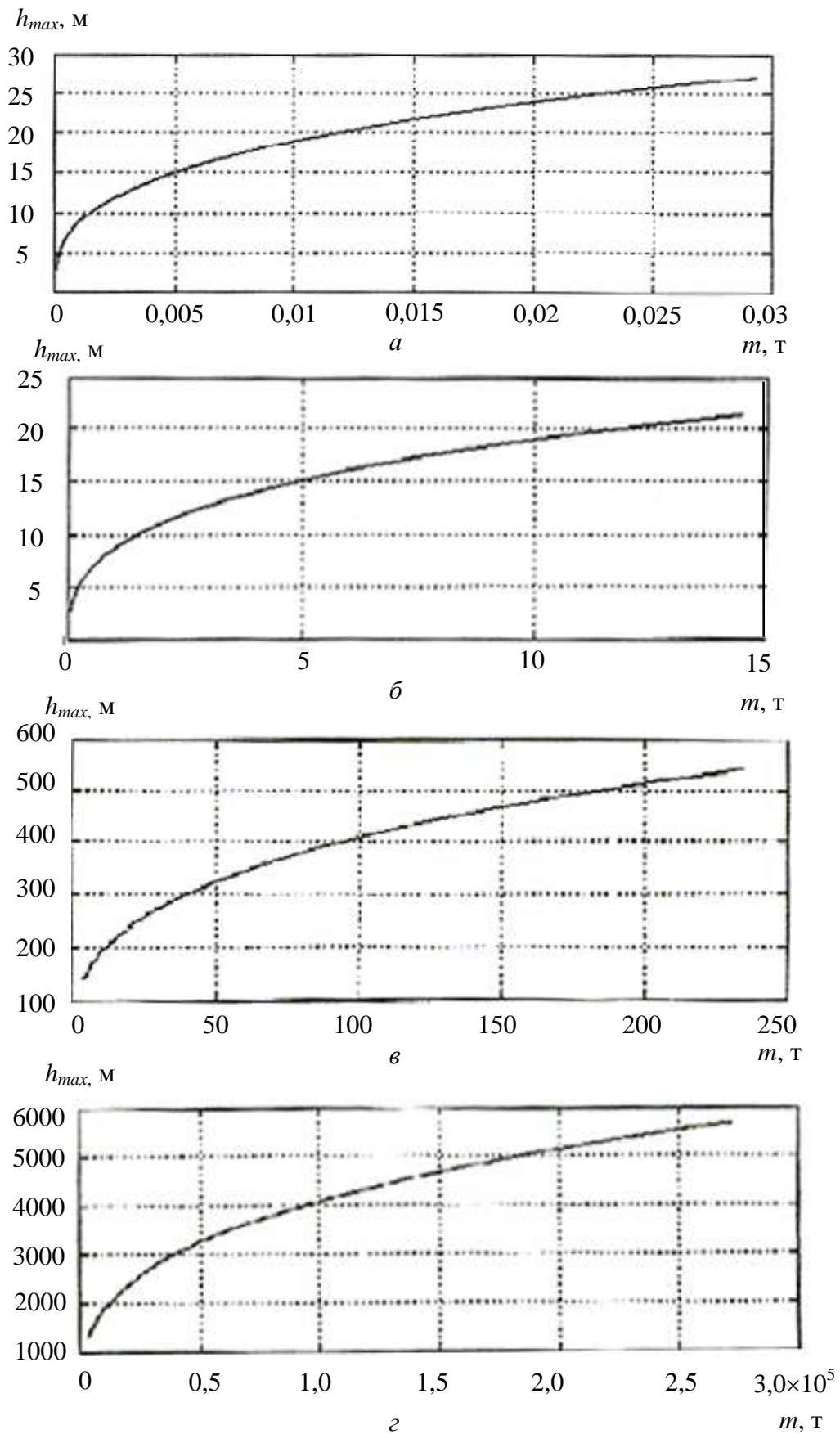


Рис. 8. Расчётные значения максимальной дальности регистрации магнитометром от масс ферротел при чувствительности датчика 10^{-7} нТл: a – (0–30) кг; b – (0–15000) кг; v – (0–250000) кг; z – (0–300000) т

Таблица 3

Сравнение параметров магнитометрических датчиков

Тип датчика/сенсора	Основные параметры					Фирма-производитель	Цена, долл.
	Рабочий диапазон магнитной индукции	Точность	Чувствительность	Магнитный шум	Размеры и масса (датчик, магнитометр)		
1	2	3	4	5	6	7	8
KMZ10C	От -94 до +94 Э	–	18,8 мВ/В/Э	–	–	Philips	
KMZ51	От -2,5 до +2,5 Э	–	201 мВ/В/Э	–	–		
UGN3503 – датчик на эффекте Холла, рабочие температуры от -20 до +80°C	–	–	1,3мВ/В	–	1×5×2мм ³ (датчик)	Philips	4
Цифровой компас CMPS03 на базе двух датчиков магнитного поля KMZ51 (Philips)	–	3–4° (разрешающая способность 0,1°)	–	–	32×35мм ² (компас)	Philips	45
Протонный магнитометр GSM-19T(W)	0,1–1,2 Э	Разрешение 100 нЭ	Менее 1 мкЭ	–	170 мм – длина, 71 мм – диаметр, 2,2 кг (датчик)	Gisco	89
НМВМ-1	10 ⁻³ –1 Э	1–2°	–	–	Менее 1 мм ³	ОАО «Гантал»	1

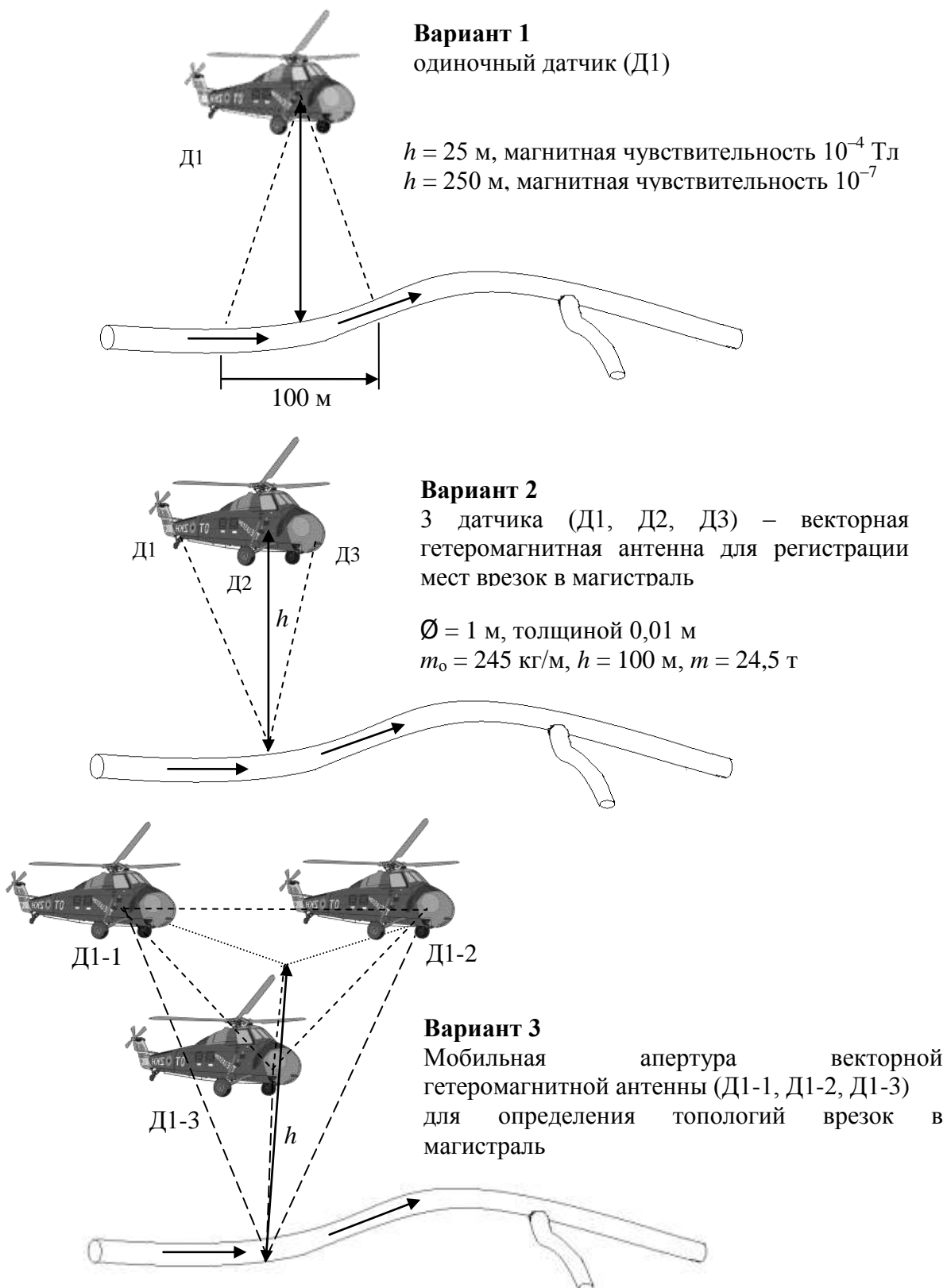


Рис. 9. Варианты размещения векторных магнитных датчиков и магнитных систем на вертолетах, легких самолетах для обнаружения трубопроводов, несанкционированных врезок и др.

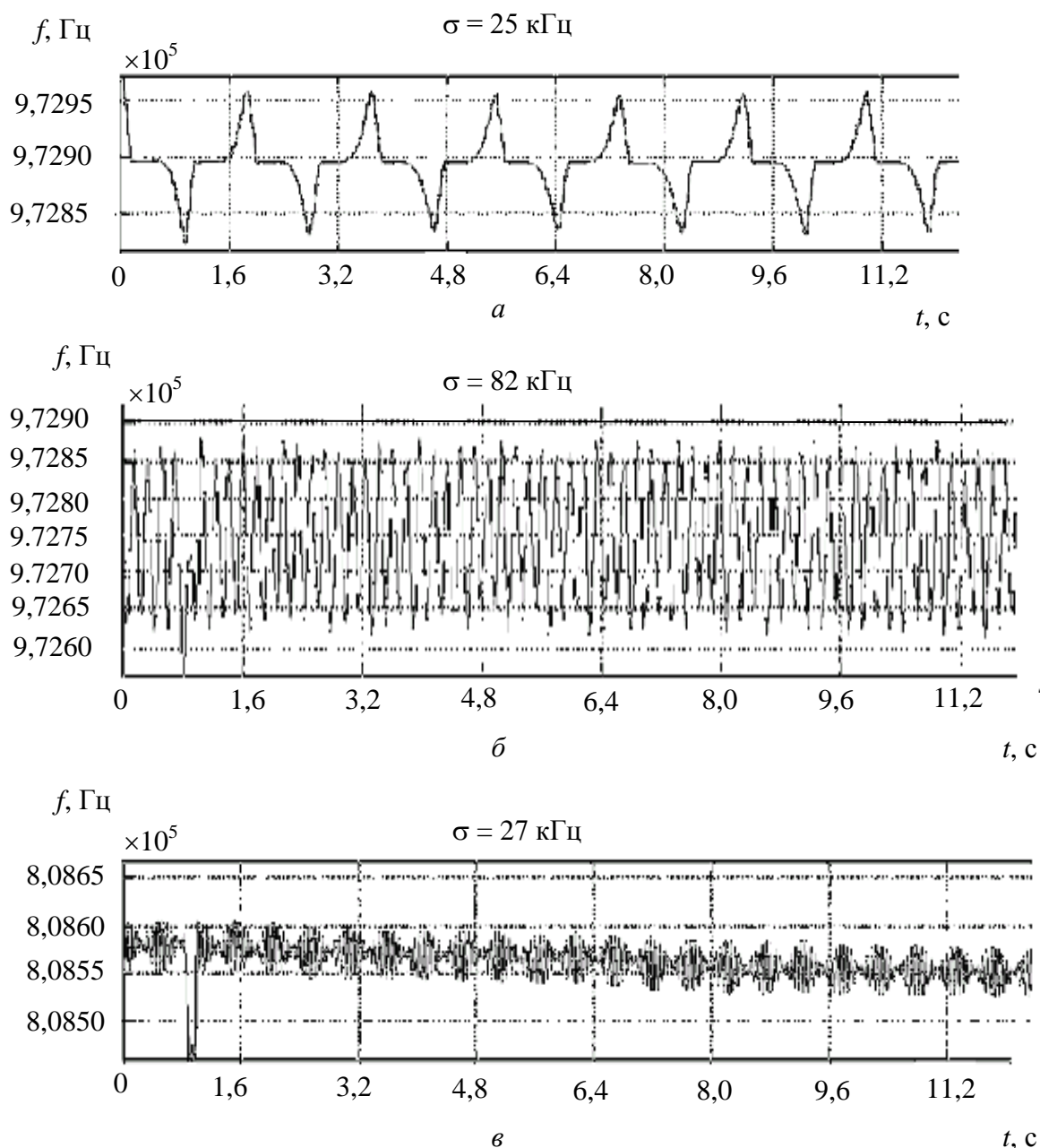


Рис. 10. Данные регистрации магнитометрическим датчиком модуляционных составляющих \tilde{b} различных частот во времени: *a* – модуляция частотой $0,5 \text{ Гц}$ ($\Delta f = 200 \text{ кГц}$, $\Delta \tilde{b} = 70 \text{ мкТл}$); *б* – модуляция частотой 5 Гц ($\Delta f = 300 \text{ кГц}$, $\Delta \tilde{b} = 100 \text{ мкТл}$); *в* – модуляция частотой 100 Гц ($\Delta f = 50 \text{ кГц}$, $\Delta \tilde{b} = 18 \text{ мкТл}$)

Возможность регистрации различных случаев электромагнитной обстановки по спектру сигнала-отклика с выхода гетеромагнитного датчика иллюстрируют данные рис. 11 и 12.

На рис. 11 приведен спектр сигнала-отклика с выхода гетеромагнитного датчика для нерабочего дня (субботы) на предприятии «Т», когда электроустановки не работают.

На рис. 12 показаны аналогичные зависимости для рабочих дней (понедельник–вторник) на предприятии «Г».

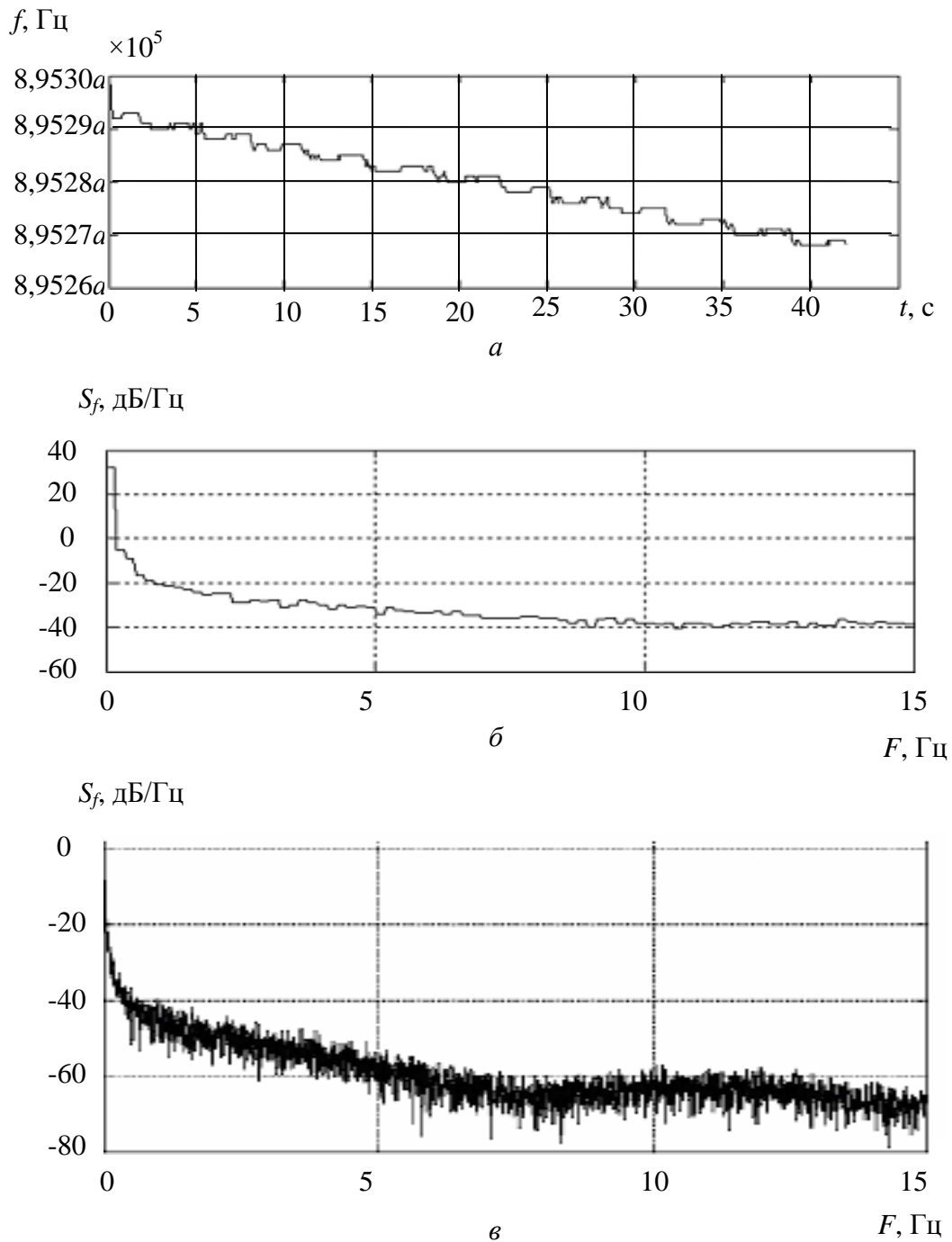


Рис. 11. Спектр сигнала-отклика на выходе гетеромагнитного датчика для нерабочего дня (субботы) на предприятии «Г», когда электроустановки не работают: *a* – изменение частоты генерации f при изменении магнитного поля $B_0(t) + \tilde{b}(t)$ во времени; *б* – спектральная чувствительность датчика в доплеровском диапазоне частот отстроек F от несущей за время наблюдения $t = 40$ с; *в* – спектральная чувствительность датчика в доплеровском диапазоне частот отстроек F от несущей за время наблюдения $t = 5$ мин

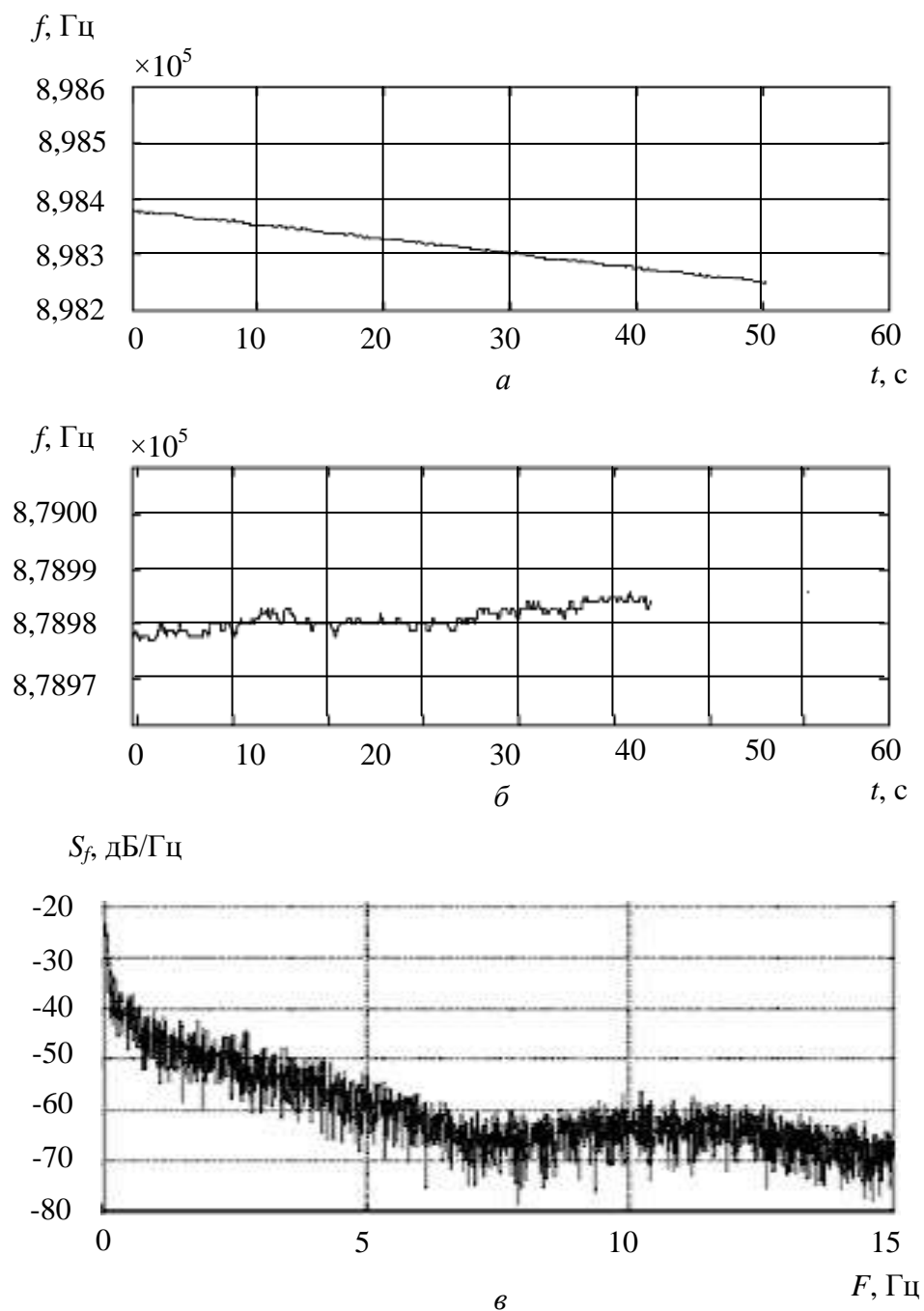


Рис. 12. Спектр сигнала-отклика на выходе гетеромагнитного датчика для рабочих дней (понедельник–вторник) на предприятии «Г»: *a* – изменение частоты генерации f датчика при изменении магнитного поля $B_0(t) + \tilde{b}(t)$ во времени до включения электромотора, находящегося на расстоянии 50 м от магнитометра НМВМ – 1; *б* – изменение частоты генерации f датчика при изменении магнитного поля $B_0(t) + \tilde{b}(t)$ во времени при включении электромотора, находящегося на расстоянии 50 м от магнитометра НМВМ – 1; *в* – спектральная чувствительность НМВМ-1 в доплеровском диапазоне частот отстроек F от несущей за время наблюдения $t = 5$ мин

На рис. 13 – экспериментальные данные по регистрации частоты девиации Δf и регистрируемого изменения магнитной индукции ΔB магнитометра НМВМ-1 от перемещений ферротел.

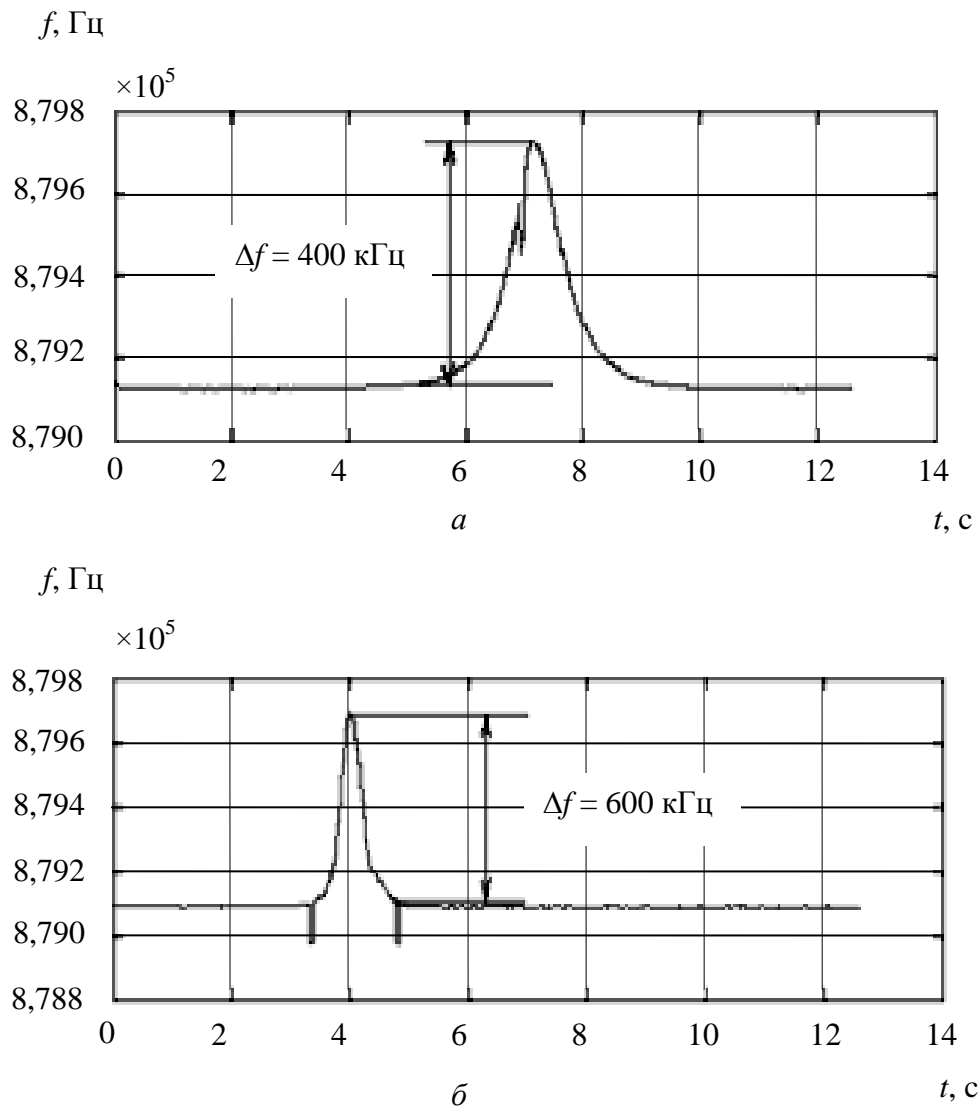


Рис. 13. Экспериментальные данные частоты девиации Δf магнитометра НМВМ-1 от перемещений ферротел: *a* – вдоль оси *X* (расстояние 0,5 м, $\Delta B = 0,14$ мТл; *б* – вдоль оси *Y* (расстояние 0,5 м, $\Delta B = 0,21$ мТл)

На рис. 14 – зависимости сигналов-откликов от расстояния до датчика магнитометра НМВМ-1 при перемещении ферротела вдоль оси *OX*.

На рис. 15 – зависимости сигналов-откликов от расстояния до датчика магнитометра НМВМ-1 при вращении ферротела относительно оси *OY*.

Значения девиации Δf максимального сигнала-отклика НМВМ-1 от ферромагнитного тела массой 20,5 кг, длиной 1 м для разных препятствий (кирпичная и железобетонная стена толщиной 300 мм) приведены в табл. 4.

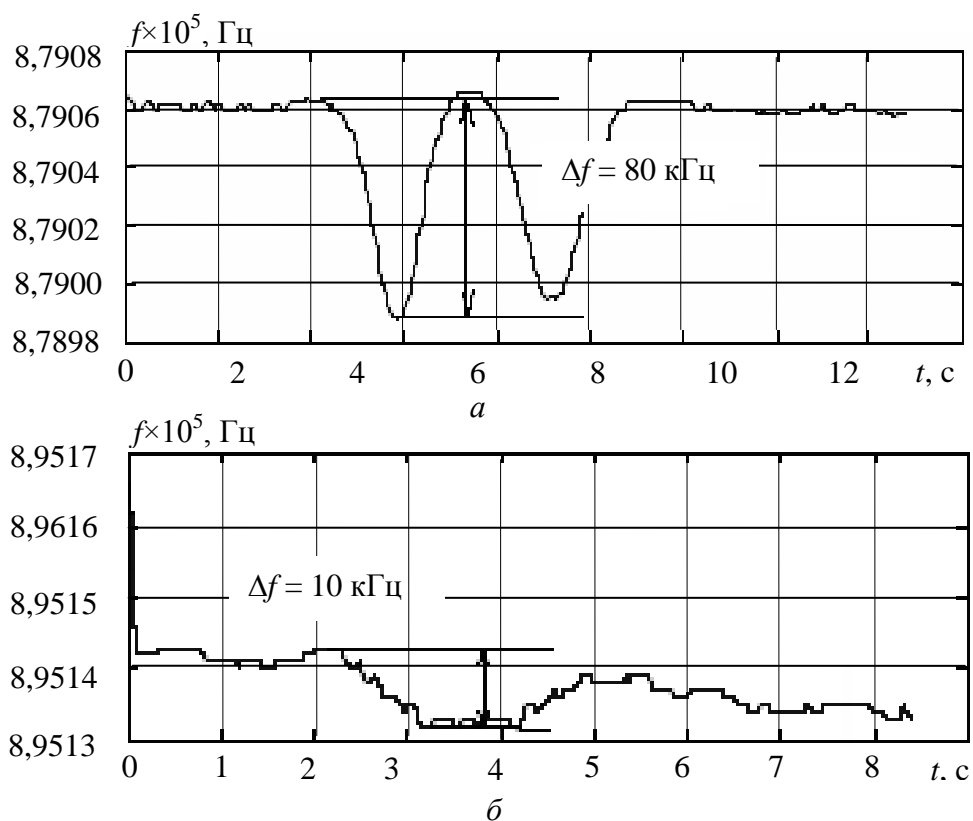


Рис. 14. Зависимости сигналов-откликов от датчика магнитометра НМВМ – 1 для перемещений ферротел вдоль оси ОХ на различных расстояниях от датчика: $a - 1 \text{ м}$, $\Delta B = 0,02 \text{ мТл}$; $b - 4 \text{ м}$, $\Delta B = 0,003 \text{ мТл}$

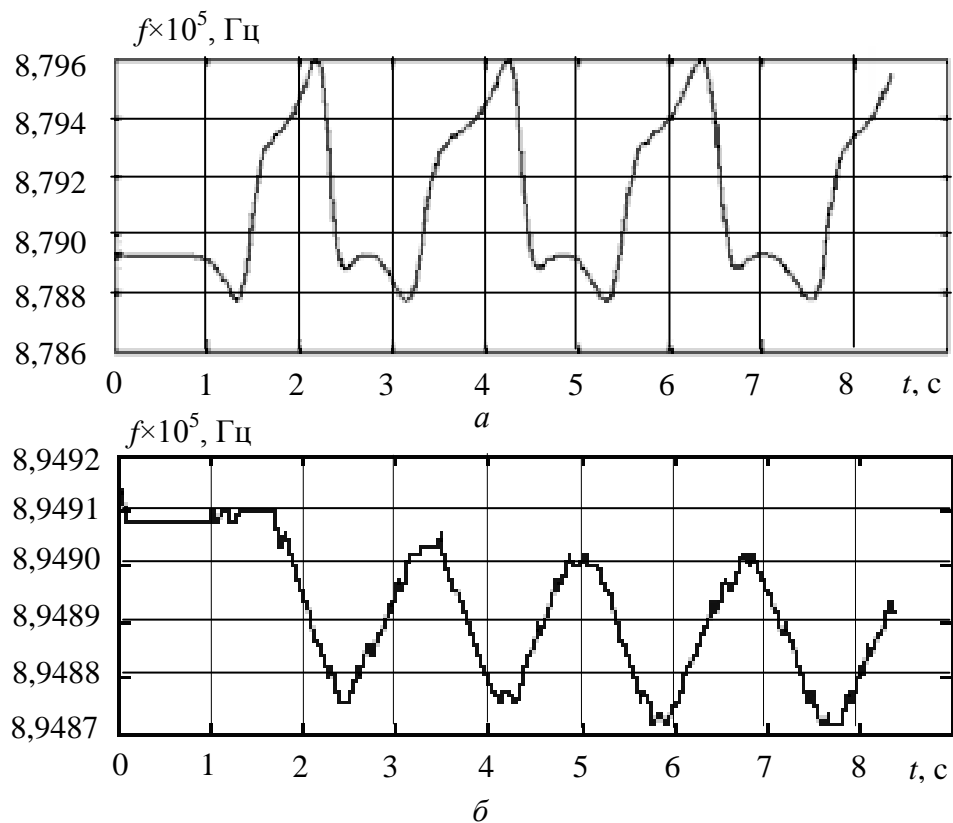


Рис. 15. Зависимости сигналов-откликов от расстояния до датчика магнитометра НМВМ-1 при вращении ферротела относительно оси ОУ: $a - 1 \text{ м}$; $b - 4 \text{ м}$

Таблица 4

Значение девиации максимального сигнала-отклика НМВМ-1 от ферромагнитного тела массой 20,5 кг, длиной 1 м для различных препятствий

Виды преград (препятствий) и показания датчиков магнитометра при различных перемещениях	Минимальное расстояние между магнитометром и телом, м				
	1,5	2,5	3,5	4,5	5
Перемещение за кирпичной стеной Δf , кГц					
Датчик 1	150	50	10	–	Шум
Датчик 2	75	25	5		Шум
Перемещение за железобетонной стеной Δf , кГц					
Датчик 1	200	40	10	–	Шум
Датчик 2	150	20	2		Шум
Вращение за кирпичной стеной Δf , кГц					
Датчик 1	200	70	50	10	–
Датчик 2	200	40	70	10	
Вращение за железобетонной стеной Δf , кГц					
Датчик 1	300	70	30	20	–
Датчик 2	200	30	15	10	

Гетеромагнитный датчик механических динамических величин и блок-схема измерительной установки приведены на рис. 16. Технические параметры датчика: $U = 5,5$ В; $I = 40$ мА; $\nu_0 = (670-850)$ МГц; $B_0 = (30-32)$ мТл; ЖИГ-сфера КГ-30; $4\pi M_s = 377$ Э.

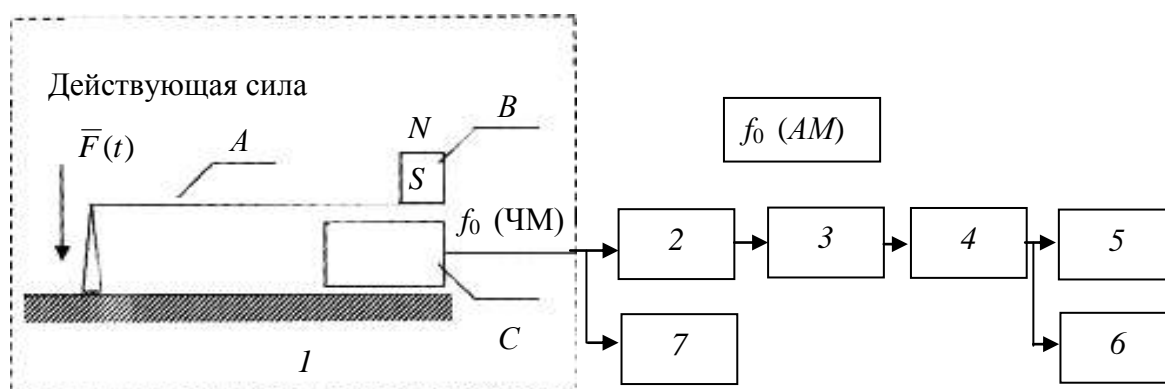


Рис. 16. Гетеромагнитный датчик механических динамических величин и блок-схема измерительной установки: I – датчик (виброметр) на автогенераторе с ФМКР и подвижной магнитной системой (A – пружина, B – постоянный магнит, C – автогенератор ФМКР в цепи обратной связи); 2 – частотный детектор (преобразователь «ЧМ-ФМ-АМ»); 3 – амплитудный детектор; 4 – усилитель постоянного тока; 5 – импульсный вольтметр; 6 – осциллограф; 7 – анализатор спектра

Экспериментальная оценка чувствительности:

- чувствительность к силовому воздействию

$$K = \frac{\Delta f (\text{МГц})}{F (\text{мН})} = 4 \cdot 10 \frac{\text{МГц}}{\text{мН}}; \quad (1)$$

– чувствительность к изменению частоты по напряжению (при наличии преобразователя ФМ-ЧМ-ФМ)

$$S = \frac{\Delta V (\text{мВ})}{\Delta f (\text{МГц})} = (2,5 - 3,0) \frac{\text{мВ}}{\text{МГц}}; \quad (2)$$

– чувствительность по напряжению (экспериментальная) с усилителем постоянного тока

$$S^* = K_{УИТ} \cdot S = 250 \frac{\text{мВ}}{\text{МГц}}. \quad (3)$$

Максимальный прогиб балки А сечением $a \times h$ и длиной L (рис. 16), закрепленной одним концом на опоре, под действием момента внешней нагрузки M_B при $a = (1-10) 10^{-3}$ м, $h = (0,1-10) 10^{-3}$ м и $L = (1-10^2) 10^{-3}$ м можно оценить по соотношению

$$\Delta x = \frac{6M_B L^2}{Eah^3}, \quad (4)$$

где E – модуль Юнга $(0,15-20000) 10^7$ н/м².

При $\Delta B = 10$ нТл смещение балки составляет $\Delta \bar{x} = 5 \cdot 10^{-6}$ м за $\Delta t = 10^{-6}$ с, что дает для составляющей скорости $(\bar{V}_x)_{max} = \bar{x} / \Delta t = 5$ м/с, линейного ускорения $(a_x)_{max} = \Delta \bar{V}_x / \Delta t = 5 \cdot 10^{-2}$ м/с², угловой скорости $\omega_{max} = \Delta \phi / \Delta t = 3140$ рад/с и углового ускорения $\beta_{max} = \Delta \omega_{max} / \Delta t = 314$ рад/с².

На рис. 17 показаны амплитуды сигналов-откликов от гетеромагнитного датчика, регистрирующего различный транспорт на расстоянии 30 м.

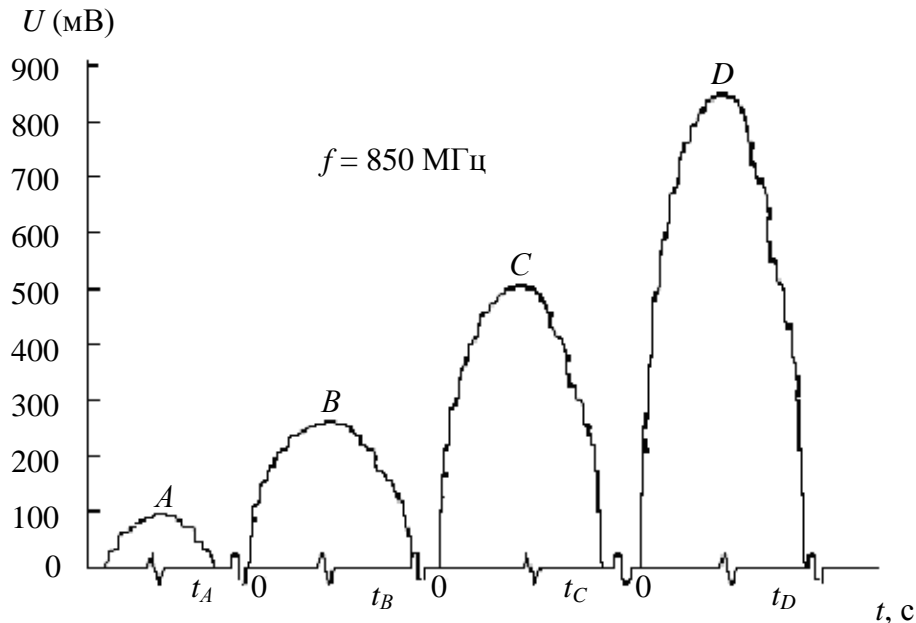


Рис. 17. Амплитуды сигналов-откликов от гетеромагнитного датчика, регистрирующего различный транспорт на расстоянии 30 м: А – легковой автомобиль Жигули; В – маршрутное такси Газель; С – трактор Беларусь; Д – грузовой автомобиль Камаз с прицепом (скорость движения – 40 км/ч; интервал 100 м)

Параметры новых многофункциональных векторных гетеромагнитных датчиков механических динамических величин приведены в табл. 5.

Таблица 5

Параметры векторных гетеромагнитных датчиков механических величин

№ п/п	Параметр	Теоретическая оценка	Экспериментально достигнутое значение	Преимущества
1	2	3	4	5
1	Чувствительность к силовому воздействию, МГц/мН	Достижима максимальная чувствительность – 1рТ	40	Единая элементная база Единые технологии Единые средства проектирования Единая испытательная база Единая измерительная база Выходной сигнал в цифровой и/или аналоговой формах.
2	Чувствительность к изменению частоты по напряжению: – по каналу преобразования «ФМ-ЧМ-ФМ», мВ/МГц; – по каналу с усилителем постоянного тока, мВ/МГц		2,5 ÷ 3,0 250	
3	Вектор смещения по оси ОХ - $\Delta \bar{x}$ подвижной части датчика, м	$1 \cdot 10^{-10} \div 1,7 \cdot 10^{-6}$	$5 \cdot 10^{-6}$	
4	Вектор линейной скорости по оси ОХ за интервал времени $\Delta t = 10^{-6}$ с смещения $\Delta x = 5 \cdot 10^{-6}$ м, м/с	$1 \cdot 10^{-4} \div 1,7$	5	
5*	Вектор линейного ускорения по оси ОХ за интервал времени $\Delta t = 10^{-6}$ с смещения $\Delta x = 5 \cdot 10^{-6}$ м, м/с ² (g)	$1 \cdot 10^2 \div 1,7 \cdot 10^{-2}$ (10g) ÷ (1,7 · 10 ⁻¹ g)	$5 \cdot 10^{-2} \div (5 \cdot 10^3)$ g)	
6*	Вектор угловой скорости (при r = 10 ⁻² м) $\Delta \bar{\varphi} / \Delta t$, рад/с	$1 \cdot 10^{-2} \div 1,7 \cdot 10^2$	$5 \cdot 10^2$ (50g)	
7*	Вектор углового ускорения (при r = 10 ⁻² м) $\Delta^2 \bar{\varphi} / \Delta t^2$, рад/с ²	$1 \cdot 10^4 \div 1,6 \cdot 10^8$	$5 \cdot 10^8$ (5 · 10 ⁷ g)	
8*	Вектор изменения скорости по величине $\frac{\Delta \bar{r}_0}{\Delta t} r$ (при $\Delta \bar{r}_0 = 2,5 \cdot 10^{-6}$ м, $\Delta t = 10^{-6}$ с, r = 10 ⁻¹ м), м/с	$2,5 \cdot 10^{-1}$	$2,5 \cdot 10^{-1}$	

1	2	3	4	5
9*	Вектор изменения скорости по направлению $r_0 \frac{\Delta r}{\Delta t}$ (при $r_0 = 5 \cdot 10^{-6}$ м, $\Delta t = 10^{-6}$ с, $r = 10^{-3}$ м), м/с	$5 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	Единая элементная база Единые технологии Единые средства проектирования Единая испытательная база Единая измерительная база Выходной сигнал в цифровой и/или аналоговой формах.
10*	Нормальное ускорение $a_n = v^2/r$ (при $v = 5$ м/с, $r = 10^{-1}$ м), м/с ² (g)	$1 \cdot 10^{-7} 3 \cdot 10^1$	250 (25g)	
11*	Тангенциальное ускорение $a_\tau = \Delta v / \Delta t$ (при $\Delta v = 2,5$ м/с, $\Delta t = 0,5 \cdot 10^{-6}$ с), м/с ² (g)	$2 \cdot 10^2 \div 0,6$	$5 \cdot 10^6 \div (5 \cdot 10^5 \text{g})$	
12*	Сила (при $m = 5 \cdot 10^3$ кг, $a_\tau = 5 \cdot 10^6$ м/с ² , $a_n = 250$ м/с ²): тангенциальная, Н; нормальная, Н	$1 \div 3 \cdot 10^{-3}$ $5 \cdot 10^{-10} \div 1,5 \cdot 10^{-1}$	$25 \cdot 10^3$ 1,25	
13*	Давление: – нормальное (при $F_n = 1,25$ Н, $S = 1 \cdot 10^{-6}$ м ²), Па; – тангенциальное (при $F_\tau = 25 \cdot 10^{-3}$ Н, $S = 1 \cdot 10^{-6}$ м ²), Па	$2 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-3}$ $1 \cdot 10^{-14} \div 5 \cdot 10^{-2}$	$1,25 \cdot 10^6$ $25 \cdot 10^3$	
14*	Сила центробежная (при $m = 5 \cdot 10^3$ кг, $\omega = 5 \cdot 10^2$ рад/с, $r = 10^{-2}$ м), Н	$5 \cdot 10^{-9} \div 1,5$	12,5	
15*	Сила Кориолиса (при $m = 5 \cdot 10^3$ кг, $v = 5$ м/с, $\omega = 5 \cdot 10^2$ рад/с), Н	$10^{-8} \div 3$,	25	
16*	Момент силы (при $r = 10^{-2}$ м, $F_\tau = 25 \cdot 10^{-3}$ Н), Н·м	$10^{-8} \div 3$	$25 \cdot 10^{-5}$	
17*	Момент импульса (при $r = 10^{-2}$ м, $P_1 = 2,5 \cdot 10^{-1}$ кг·м/с), кг·м/с ² ; (при $r = 10^{-2}$ м, $P_2 = 25 \cdot 10^{-6}$ кг·м/с), кг·м/с ² ;	$2,5 \cdot 10^{-3}$ $2,5 \cdot 10^{-3}$	$12,5 \cdot 10^{-6}$ $25 \cdot 10^{-8}$	
18*	Импульс P_1 по изменению скорости по величине (при $\frac{\Delta r_0}{\Delta t} r = 2,5 \cdot 10^{-1}$ м/с, $m = 5 \cdot 10^{-3}$ кг), кг·м/с	$2,5 \cdot 10^{-1}$	$12,5 \cdot 10^{-4}$	

Окончание табл. 5

1	2	3	4	5
19*	Импульс P_2 по изменению скорости по направлению $\overline{\Delta r_0}$ (при $\frac{\Delta r_0}{\Delta t} r = 5 \cdot 10^{-3}$ м/с, $m = 5 \cdot 10^{-3}$ кг), кг·м/с	$25 \cdot 10^{-6}$	$25 \cdot 10^{-6}$	Единая элементная база Единые технологии Единые средства проектирования Единая испытательная база Единая измерительная база Выходной сигнал в цифровой и/или аналоговой формах
20	Напряжение питания, В	3	7	
21	Потребляемый ток, мА	10	60	

Примечание: * отмечены параметры для указанных выше экспериментальных оценок чувствительности гетеромагнитного датчика механических динамических величин.

Параметры программируемых гетеромагнитных генераторов сложных сигналов приведены в табл. 6

Таблица 6

Параметры гетеромагнитных генераторов сложных сигналов

№ п/п	Параметр	Теоретическая оценка	Экспериментально достигнутое значение	Преимущества
1	Диапазон рабочих частот	От 0,5 до 1000 ГГц (перекрывается несколькими литерами)	От 0,5 до 37,5 ГГц	Использование единых САПР, средств измерений, элементной базы
2	Форма сигнала	Спектрально чистая квазигармоническая. Эквидистантные сетки частот. Шумоподобная	Спектрально чистая квазигармоническая. Эквидистантные сетки частот. Шумоподобная	
3	Выходная мощность	До 400 Вт в импульсе	10 Вт в непрерывном режиме	
4	КПД	60 % ÷ 90 %	50 %	

Влияние внешних воздействующих факторов на работоспособность гетеромагнитных радиокомпонент и микросистем приведены в табл. 7.

Экспериментальные зависимости центральной частоты генерации МПД на основе полевого транзистора и ферритовых микрорезонаторов КГ-30 (ОАО «Домен», г. Санкт-Петербург) от температуры окружающей среды приведены на рис. 18.

Таблица 7

Влияние внешних воздействующих факторов на параметры гетеромагнитных радиокомпонентов и микросистем

Наименование ВВФ	Требования	Результаты теоретических оценок в статике	Результаты испытаний (ЗАО «Сертификат-Тантал»)
1	2	3	4
Синусоидальная вибрация	Диапазон частот от 1 до 5000 Гц, амплитуда ускорения 40 g	Паяное крепление активного кристалла. Усилие отрыва в нормальном направлении определяется ускорением $4 \cdot 10^6$ g. Усилие отрыва в касательном направлении определяется ускорением 3200 g (толщина припоя 1 мкм). Крепление ферритового микрорезонатора: усилие отрыва в нормальном направлении определяется ускорением $87 \cdot 10^4$ g. Усилие отрыва в нормальном направлении определяется ускорением $17 \cdot 10^4$ g. Деформация технологического корпуса. Толщина стенок 4...5 мм. Собственная механическая частота не менее $2 \cdot 10^3$ кГц. При резком изменении внешнего давления изгибающее усилие не более 2 МПа. Балочная разводка диаметром провода 0,02...0,05 мм: Усилие разрыва определяется ускорением $8 \cdot 10^5$ g. Усилие излома под прямым углом определяется ускорением $3 \cdot 10^5$ g.	Соответствует
Механический удар одиночного действия	Пиковое ударное ускорение (>300 g) при длительности до 2 мс		Соответствует
Механический удар многократного действия	Пиковое ударное ускорение 150 g при длительности 2 мс		Соответствует
Линейное ускорение	Значение ускорения – (>500g)		Соответствует

Продолжение табл. 7

1	2	3	4
Повышенная температура среды	Максимальное значение при эксплуатации (+125°C)	Теоретическое значение коэффициента сдвига центральной частоты генерации $\approx -0,6$ МГц/град относительно комнатной температуры среды. Возможно резкое снижение температурного коэффициента сдвига центральной частоты за счет применения магнитных термокомпенсаторов в диапазоне температур $-40 + 80^\circ\text{C}$. Для датчиков дифференциального типа тепловой сдвиг частоты генерации обусловлен только технологическими уходами частоты.	Для диапазона $-60 + 125^\circ\text{C}$ необходимо применение термокомпенсатора, изменения магнитной индукции, программный учет температурного сдвига частоты при обработке показаний
Пониженная температура среды	Минимальное значение при эксплуатации минус 60°C . Минимальное значение при транспортировании и хранении минус 60°C		
Быстрое изменение температуры среды	От максимального значения при эксплуатации до минимального значения при транспортировании и хранении	Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия согласования КТР сопрягаемых элементов	Соответствует
Повышенная влажность воздуха	Относительная влажность 100 % при температуре $+35^\circ\text{C}$	Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия герметизации корпуса	Экспериментальная проверка целесообразна для конкретного изделия в целом
Пониженная влажность воздуха	Точка росы при температуре -40°C		
Атмосферное пониженное давление	Значение при эксплуатации (менее 5 мм рт. ст.)	Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия герметизации корпуса	– “ –
Атмосферное повышенное давление	Значение при эксплуатации (2207 мм рт. ст.)		
Изменения давления	Диапазон и скорость изменения – по требованию	Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия герметизации корпуса	– “ –

1	2	3	4
Атмосферные осадки: выпадаемые и конденсированные		Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия герметизации корпуса	– “ –
Пыль: статическая и динамическая		Не оказывает влияния на работоспособность систем при соблюдении условия герметизации корпуса	– “ –
Солнечное излучение	Верхнее значение интегральной плотности потока при эксплуатации 1120 Вт/м^2 . Верхнее значение плотности потока ультрафиолетового излучения при эксплуатации 68 Вт/м^2 .	Воздействие на прибор с герметичным корпусом может быть оказано только по тепловому фактору. Требуется отражающее покрытие корпуса (полировка металлического корпуса).	– “ –
Биологические факторы, агрессивные и испытательные среды.		Определяется конструкцией корпуса, условиями герметизации, защитными покрытиями и т.п.	– “ –
Устойчивость к нейтронному облучению	По требованию	Устойчивы к различным интенсивностям	г. Лыткарино, Московской обл. ФГУП «НИИП»

В настоящее время разрабатываются квазимонолитные и монолитные технологии создания гетеромагнитных ЧИПов и аналого-цифровых систем на кристалле, включая нанoeлектронные устройства, для сверхминиатюрных многопараметрических векторных датчиков магнитных, электромагнитных и механических физических величин.

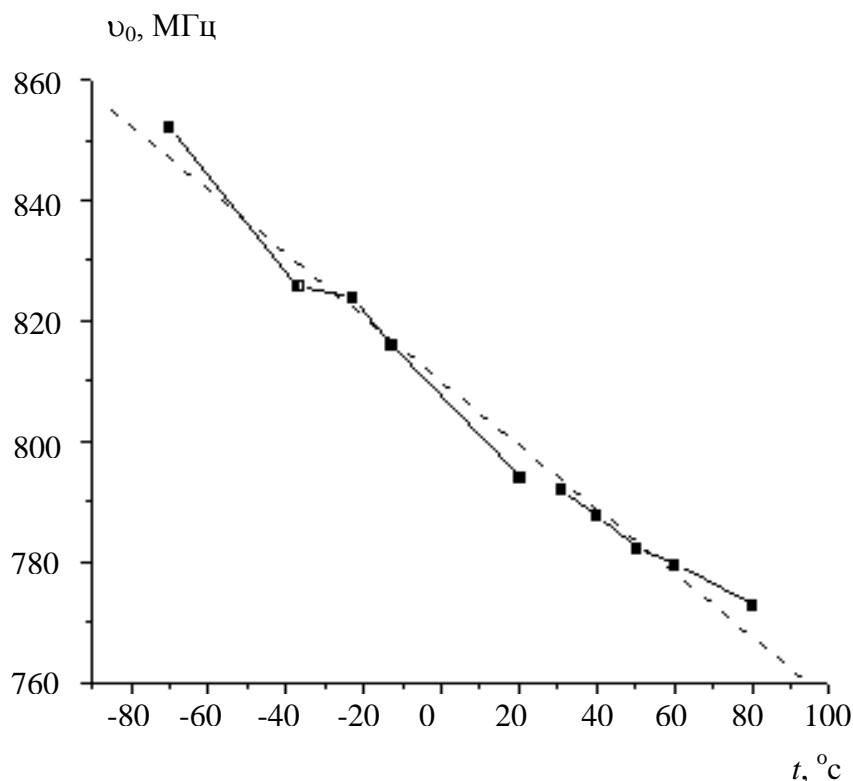


Рис. 18. Экспериментальные зависимости центральной частоты генерации МПД на основе GaAs-транзисторов и ферритовых микрорезонаторов КГ-30 («Домен», г. Санкт-Петербург) от температуры окружающей среды

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гетеромагнитная микроэлектроника. Вып. 1: Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ- диапазонов / Под. ред. проф. А.А.Игнатъева. Саратов, 2004.
2. Гетеромагнитная микроэлектроника. Вып. 2: Методы проектирования магнитоэлектронных устройств / Под общей ред. проф. А.А.Игнатъева. Саратов, 2005.
3. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.* Магнитоэлектроника СВЧ-, КВЧ- диапазонов в плёнках ферритов. М., 2005.
4. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.* Гетеромагнитная микроэлектроника. Микросистемы активного типа. М., 2007.
5. Навигационный малогабаритный векторный магнитометр (НМВМ – 1): Рекламный проспект ОАО «Тантал». Саратов, 2005.
6. Магнитоэлектронные системы. Навигационный малогабаритный векторный магнитометр НМВМ – 1: Рекламный проспект ОАО «Тантал». Саратов, 2005.
7. Гетеромагнитная микроэлектроника. Микросистемы активного типа. Особенности гетеромагнитных технологий: Рекламный проспект ОАО «Тантал». Саратов, 2005.

8. *Игнатъев А.А., Лабунов В.А., Ляшенко А.В.* и др. Исследования возбуждения СВЧ-колебаний в магнитно-функционализируемых углеродных нанотрубках в микрополосковых устройствах для гетеромагнитных микро- и наносистем // Наноструктурные материалы – 2008: Беларусь, Россия, Украина. Нано –2008: Сб. материалов первой междунар. науч. конф., Минск, 22–25 апреля 2008 г. – Минск, 2008. С. 544.

9. Пат. № 2 280 917 С1 Россия, МПК Н01L27/14. Многофункциональное интегральное магнитополупроводниковое устройство / *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.*

10. *Самолданов В.Н., Сотов Л.С.* Программа расчета параметров модели Гуммеля-Пуна биполярного транзистора: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610989 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

11. *Плешков В.В., Ляшенко А.В., Игнатъев А.А., Хвалин А.Л.* Программа расчета полевого магнитоэлектронного транзистора: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610992 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

12. *Маринин А.В., Ляшенко А.В., Игнатъев А.А., Хвалин А.Л.* Программа расчета магнитоэлектронных элементов связи: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610991 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

13. *Плешков В.В., Ляшенко А.А., Игнатъев А.А., Сотов Л.С.* Программа расчета параметров модели Матерка полевого транзистора: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610988 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

14. *Овчинников С.В., Игнатъев А.А., Ляшенко А.В., Солопов А.А.* Программа расчета стационарного теплового сопротивления конструктивных элементов мощного магнитоэлектронного транзистора в виде многослойного цилиндра: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610986 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

15. *Плешков В.В., Ляшенко А.А., Игнатъев А.А., Сотов Л.С.* Программа обработки информационного сигнала магнитоэлектронного датчика: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610990 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

16. Пат. на полезную модель № 72788 UI, Россия МПК Н 01 L 43/08, G 01 R 33/05, Н 01 L 27/14. Устройство для измерения магнитных полей Игнатъев А.А., Куликов М.Н., Романченко Л.А. и др., опубл. 03.07.2007. Бюл. № 12.

17. *Овчинников С.В., Васильев А.В., Ляшенко А.В., Солопов А.А.* Программа расчета нестационарного температурного поля полупроводниковой структуры мощного магнитоэлектронного транзистора в импульсном режиме: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610985 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

18. *Овчинников С.В., Самолданов В.Н., Ляшенко А.В., Солопов А.А.* Программа расчета стационарного теплового сопротивления многослойных конструктивных элементов мощного магнитоэлектронного транзистора с прямоугольной формой: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610993 RU. Дата регистрации 1.04.2004.

19. *Самолданов В.Н., Ляшенко А.В., Игнатъев А.А., Хвалин А.Л.* Программа расчета мощного биполярного магнитоэлектронного транзистора: свидетельство об официальной регистрации программы № 2004610987 RU. Дата регистрации 21.04.2004.

МОДЕЛЬ ПОДАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ МАГНИТНЫХ ПОМЕХ НЕМАГНИТНЫМИ ПРОВОДЯЩИМИ ЦИЛИНДРАМИ

А.А. Игнатьев, М.Н. Куликов, Л.А. Романченко

Саратовский государственный университет

Анализируются возможности подавления внешних импульсных магнитных помех в высокочувствительных датчиках магнитного поля при сохранении способности регистрировать медленные изменения этого поля.

Устройство подавления представляет собой немагнитный проводящий цилиндр, охватывающий датчик, причем ось цилиндра совпадает с направлением измеряемой компоненты магнитного поля.

Подавление помех основано на использовании явления электромагнитной индукции.

The model of suppression of impulse magnetic interference in magneto-sensitive devices by non-magnetic conductive cylinders

A.A. Ignatiev, M.N. Kulikov, L.A. Romanchenko

The device for suppression of external impulse magnetic interference in high sensitive magnetic sensors with maintenance of ability to register low changes of this field is analyzed in the article.

The suppression device is consists of non-magnetic conductive cylinder, surrounding the sensor, and the axe of cylinder coincides with direction of measured magnetic field component.

The suppression of interference is based on the using the effect of electromagnetic induction.

При работе высокочувствительных датчиков магнитного поля, особенно в системах навигации, возникает проблема борьбы с магнитными помехами, создаваемыми, прежде всего, различного рода электрическими устройствами носителя. Применение ферромагнитных экранов [1] в этих случаях неприемлемо, так как одновременно будет подавляться и информационная часть внешнего измеряемого магнитного поля, например, поля Земли.

Авторами было предложено [2] для подавления быстропеременных магнитных полей использовать немагнитные проводящие кольца или цилиндры, охватывающие датчик так, что ось цилиндра совпадает с направлением измеряемой компоненты магнитного поля (рис. 1).

Подавление внешних быстропеременных магнитных помех может осуществляться по-разному. Наиболее эффективным и распространенным является применение ферромагнитных экранов. Но, как было сказано выше, для датчиков измерения слабых магнитных полей такой вид экранирования неприменим. Поэтому при подавлении внешних магнитных

помех для датчиков слабых магнитных полей применяют экраны из немагнитных материалов [2–3]. Это могут быть как сплошные (замкнутые) конструкции, так и открытые с двух сторон цилиндры. В статье рассматриваются механизм и эффективность подавления помех с помощью немагнитных цилиндрических экранов, которые могут быть использованы для снижения влияния импульсных непреднамеренных промышленных магнитных помех на работу датчиков при сохранении чувствительности к медленным изменениям магнитного поля.

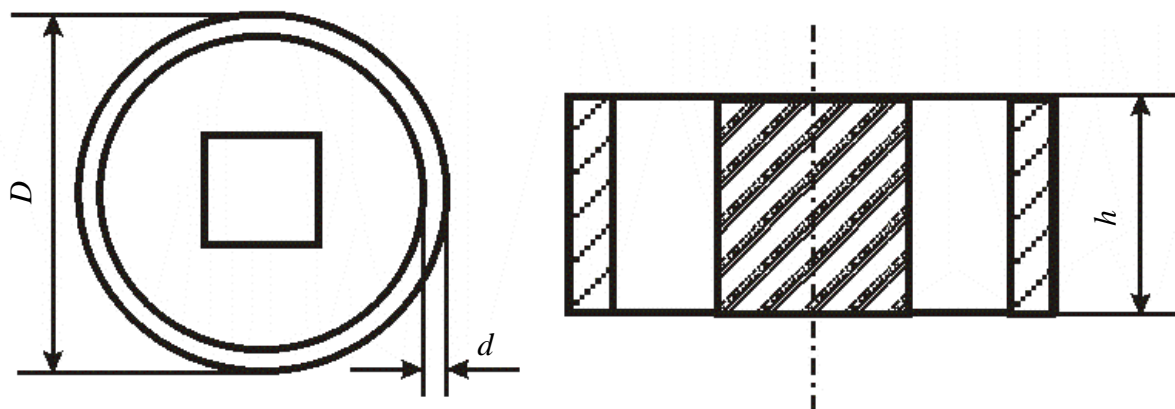


Рис. 1. Датчик внутри цилиндрического немагнитного экрана

Устройство подавления магнитных помех представляет собой цилиндр, изготовленный из проводящего немагнитного материала малого сопротивления с такими геометрическими размерами, которые обеспечивают большое значение индуктивности цилиндра. На рис. 1 схематично изображен немагнитный цилиндр, окружающий датчик магнитного поля.

Подавление помех осуществляется следующим образом. Согласно закону электромагнитной индукции в результате изменений внешнего магнитного поля (промышленной помехи) в цилиндре возникает ЭДС индукции

$$\varepsilon_{\text{инд}} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d}{dt}(LI + \Phi_{\text{внеш}}) = -L\frac{dI}{dt} - \frac{d\Phi_{\text{внеш}}}{dt}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_{\text{инд}}$ – ЭДС индукции, I – индукционный ток в кольце, L – индуктивность кольца, $\Phi_{\text{внеш}}$ – внешний магнитный поток.

Индукционный ток I по правилу Ленца будет иметь такое направление, что порождаемый им магнитный поток будет стремиться скомпенсировать действие внешнего быстро изменяющегося магнитного поля $B_{\text{внеш}}$

$$I = \frac{\varepsilon_{\text{инд}}}{R} = -\left(L\frac{dI}{dt} + \frac{d\Phi_{\text{внеш}}}{dt}\right), \quad (2)$$

где $R = \rho l/S$ – сопротивление кольца, ρ – удельное сопротивление, соответствующее материалу кольца, l – периметр кольца, S – площадь поперечного сечения кольца.

Если в пределах кольца внешнее магнитное поле помехи $B_{\text{внеш}}(t)$ однородно, то

$$\Phi_{\text{внеш}} \cong \pi \frac{D^2}{4} \cdot B_{\text{внеш}}(t), \quad (3)$$

где D – диаметр кольца.

Из (2) получаем уравнение для I

$$\frac{dI}{dt} + \frac{R}{L} I = -\frac{1}{L} \cdot \frac{\pi}{4} D^2 \frac{dB_{\text{внеш}}(t)}{dt} \quad (4)$$

Общее решение неоднородного дифференциального уравнения (4) складывается из общего решения соответствующего однородного уравнения

$$I = A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (5)$$

и частного решения неоднородного уравнения. Последнее зависит от вида функции $B_{\text{внеш}} = B(t)$, т.е. от формы помехи.

В [3] экспериментально на примере гетеромагнитного датчика показана возможность с помощью немагнитных проводящих колец подавления как периодических, так и импульсных магнитных помех. Там же проведен теоретический анализ степени подавления периодических магнитных помех как функции частоты и параметров кольца. В настоящей работе теоретически рассчитаны характер и степень подавления импульсных магнитных помех.

Проведен теоретический расчет подавления импульсных магнитных помех $B_{\text{внеш}}(t)$ треугольной формы, описываемых зависимостями:

– для интервала $0 \leq t \leq T/2$

$$B_{\text{внеш}} = \frac{2\Delta B_0}{T} t; \quad (6)$$

– для интервала $T/2 \leq t \leq T$

$$B_{\text{внеш}} = \frac{2\Delta B_0}{T} (T - t); \quad (7)$$

– для интервалов $t \leq 0$ и $t \geq T$

$$B_{\text{внеш}} = 0, \quad (8)$$

где T – длительность импульса (рис. 2).

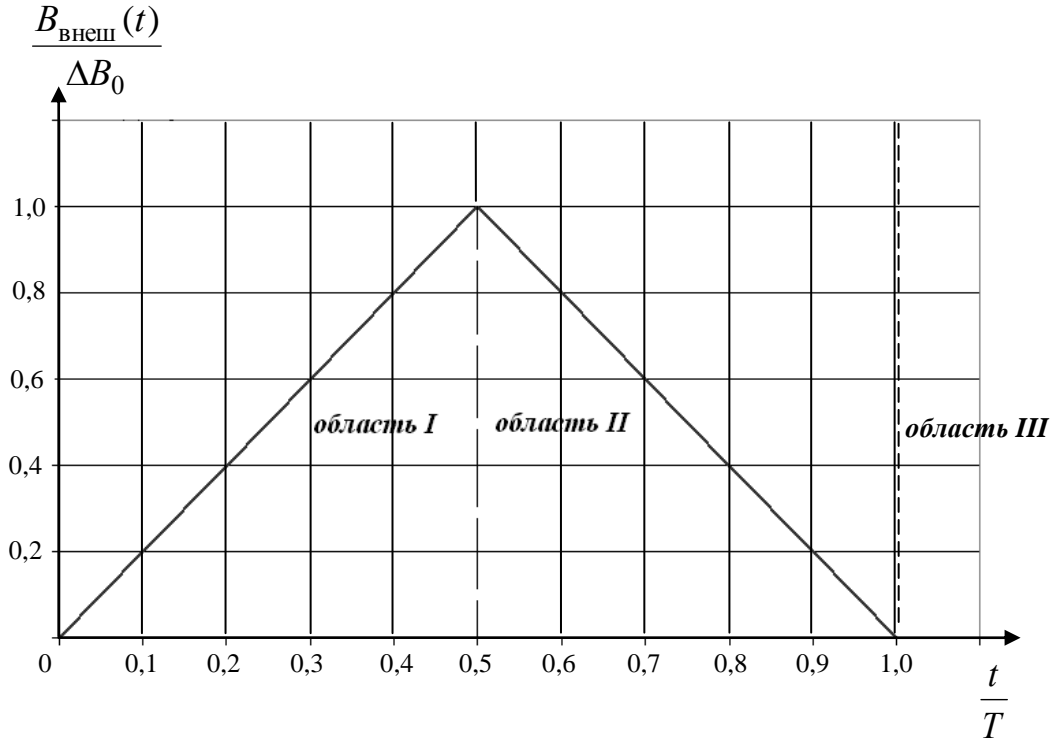


Рис. 2. Зависимость нормированного значения индукции внешнего импульсного магнитного поля (помехи) от времени

Для этой модели помех уравнение (4) приобретает вид

$$\frac{dI}{dt} + \frac{R}{L}I = \pm \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T} \frac{1}{L}, \quad (9)$$

где знак «+» соответствует области I, а знак «-» – области II, и частное решение уравнения (9)

$$I_{\text{частн}} = \pm \frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T}. \quad (10)$$

Тогда общее решение (4) в областях I и II

$$I(t) = Ae^{-\frac{R}{L}t} - \frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T}, \quad (11)$$

где A – постоянная, определяемая начальными условиями.

Для начальных условий: $t = 0, I(0) = 0$

$$A = \frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T}. \quad (12)$$

Тогда окончательно в области I для $0 < t < T/2$

$$I(0 \leq t \leq \frac{T}{2}) = -\frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T} \left(1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right). \quad (13)$$

В случае, когда $t > T/2$, т.е. для области II, начальное условие находится из (11) при $t = T/2$

$$I(t = T/2) = -\frac{1}{R} \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{T} \left(1 - e^{-\frac{R}{L} \frac{T}{2}} \right) \quad (14)$$

и

$$A_2 = \frac{1}{R} \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{T} \left(1 - 2 \cdot e^{-\frac{RT}{L^2}} \right), \quad (15)$$

так что

$$I(\frac{T}{2} \leq t \leq T) = -\frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T} \left[\left(2e^{-\frac{RT}{L^2}} - 1 \right) e^{-\frac{R}{L}t} - 1 \right]. \quad (16)$$

В III области, где $t \geq T$, $\frac{d\Phi}{dt} = 0$ и

$$I(t \geq T) = \frac{1}{R} \frac{\pi D^2}{4} \frac{2\Delta B_0}{T} \left(e^{-\frac{RT}{L^2}} - 1 \right)^2 e^{-\frac{R}{L}t}. \quad (17)$$

Магнитное поле, создаваемое индукционным током и направленное противоположно магнитному полю помехи, в центре кольца (цилиндра) определяется известным [4] соотношением

$$B_{\text{инд}} = \frac{\mu_0}{D \sqrt{1 + \left(\frac{h}{D} \right)^2}} \cdot I_{\text{инд}}. \quad (18)$$

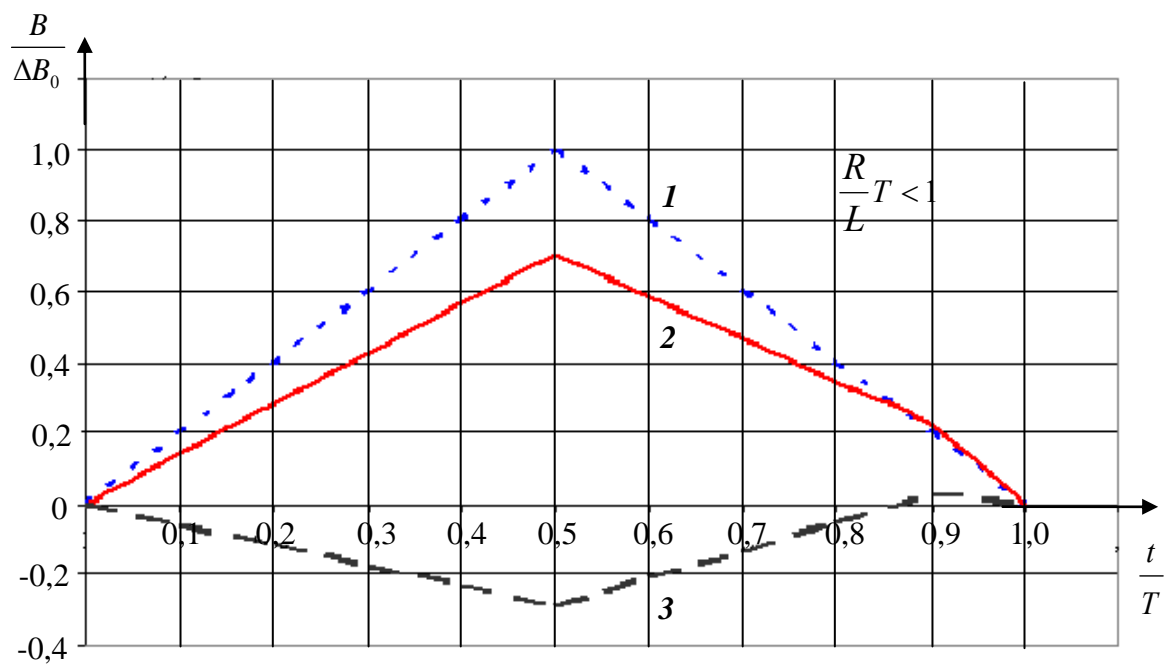
Тогда магнитное поле $B_{\text{действ}}$, действующее на датчик, расположенный в центре кольца (цилиндра), будет равно

$$B_{\text{действ}}(t) = B_{\text{внеш}}(t) + B_{\text{инд}}(t), \quad (19)$$

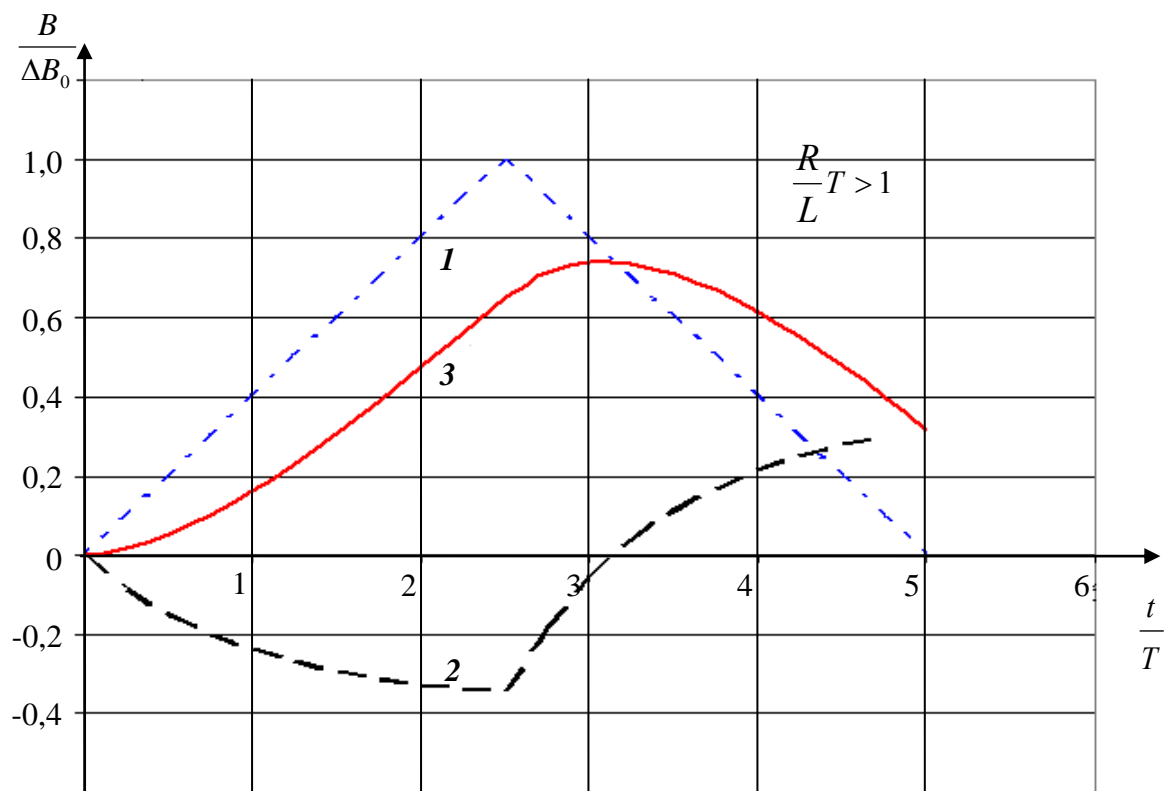
а коэффициент подавления помехи

$$\beta = \frac{B_{\text{действ}}(t)}{B_{\text{внеш}}(t)}. \quad (20)$$

На рис. 3 приведены результаты теоретического расчета подавления импульсных магнитных помех по формулам (13), (16) и (17).



a



б

Рис. 3. Зависимости нормированного значения индукции магнитного поля от времени: а – при длительности импульса $T = 1$ с, б – при длительности импульса $T = 5$ с, где 1 – внешнее магнитное поле (импульсная помеха), 2 – индуцированное магнитное поле, 3 – регистрируемое магнитное поле

Видно, что при $\frac{R}{L}T < 1$, т.е. при небольших значениях длительности импульса, отклик имеет треугольную форму, что свидетельствует о хорошей компенсации внешней импульсной помехи. При $\frac{R}{L}T > 1$, т.е. при большей длительности импульса, треугольная форма откликов искажается, а характер компенсации становится нелинейным.

Для практически наиболее интересного случая коротких магнитных импульсов $\frac{R}{L}T < 1$ из соотношений (13), (16), (17) имеем

$$I\left(0 \leq t \leq \frac{T}{2}\right) \cong -\frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{L} \cdot \frac{t}{T}, \quad (21)$$

$$I\left(\frac{T}{2} \leq t \leq T\right) \cong -\frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{L} \cdot \left(1 - \frac{t}{T}\right), \quad (22)$$

$$I(t \geq T) \cong 0. \quad (23)$$

Величина индукционного тока для коротких магнитных импульсов не зависит от значения омического сопротивления кольца, что соответствует случаю сверхпроводящего контура, тогда магнитный поток через площадь контура при любом изменении внешнего поля остается неизменным.

Для $\frac{R}{L}T > 1$ имеем

$$B_{\text{действ}}\left(0 \leq t \leq \frac{T}{2}\right) \cong \frac{2\Delta B_m}{T} t(1-k) \quad (24)$$

и

$$B_{\text{действ}}\left(\frac{T}{2} \leq t \leq T\right) \cong \frac{2\Delta B_m}{T} (T-t)(1-k), \quad (25)$$

где

$$k = \frac{\pi \mu_0 D}{4L \sqrt{1 + \left(\frac{h}{D}\right)^2}} \quad (26)$$

безразмерный коэффициент, равный отношению индуктивности высокого цилиндра ($h \gg D$) к индуктивности кольца или реального цилиндра. Максимальное значение $k = 1$.

Коэффициент подавления магнитных помех (относительный уровень остаточного поля)

$$\beta = \frac{B_{\text{действ}}(t)}{B_{\text{внеш}}(t)} = 1 - k \quad (27)$$

и степень подавления наибольшая для данной геометрии и материала кольца.

В случае, когда внешнее магнитное поле нарастает достаточно медленно, так что $\frac{R}{L}T > 1$, то для токов имеем

$$I\left(0 \leq t \leq \frac{T}{2}\right) \cong -\frac{1}{R} \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{T}, \quad (28)$$

$$I\left(\frac{T}{2} \leq t \leq T\right) \cong \frac{1}{R} \cdot \frac{\pi D^2}{4} \cdot \frac{2\Delta B_0}{T}, \quad (29)$$

$$I(t > T) \cong 0, \quad (30)$$

и для полей

$$B_{\text{действ}}\left(0 < t < \frac{T}{2}\right) \cong \frac{2\Delta B_m}{T} t, \quad (31)$$

$$B_{\text{действ}}\left(\frac{T}{2} < t < T\right) \cong \frac{2\Delta B_m}{T} (T - t), \quad (32)$$

$$B_{\text{действ}}(t > T) \cong 0. \quad (33)$$

В случае медленного изменения внешнего магнитного поля его искажение не происходит.

Таким образом, предложенная модель позволяет легко оптимизировать геометрию немагнитных экранирующих цилиндров для наилучшего подавления импульсных магнитных полей при сохранении чувствительности к медленным изменениям внешнего поля.

Отметим, что предлагаемый способ экранирования применим к любым датчикам слабых магнитных полей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Лысенко А.П. Теория и методы компенсации магнитных помех // Геофизическое приборостроение. Л.: Изд-во МГ СССР, 1960. Вып. 7. – С. 44 – 58.
- 2 Пат. RU 72788 U1, МПК Н 01 L 43/08, G 01 R 33/05, Н 01 L 27/14. Устройство для измерения магнитных полей / Игнатъев А.А., Куликов М.Н., Романченко Л.А. и др.
- 3 Куликов М.Н., Романченко Л.А. Подавление быстропеременных магнитных полей в устройствах (системах) измерения слабых магнитных полей // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2007г. № 5. С.43–46.
- 4 Батыгин В.В., Топтыгин И.Н. Сборник задач по электродинамике // М.: 1962.

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ САПР MWO-2007 В ЗАДАЧАХ МОДЕЛИРОВАНИЯ
МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ДЛЯ СТУДЕНТОВ,
ОБУЧАЮЩИХСЯ ПО СПЕЦИАЛЬНОСТИ «ФИЗИКА»**

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

Саратовский государственный университет

Предложена методика моделирования магнитоуправляемых усилителей в среде MWO-2007 для подготовки студентов по специальности «Физика». Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований основных характеристик магнитоуправляемых усилителей с использованием эпитаксиальных плёночных структур феррита.

**Using of program MWO-2007 in problems of modelling ferreed amplifiers
for the students trained on a specialty of "Physics"**

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

The modelling technique amplifiers, running from a magnetic field, in the environment of MWO-2007 for preparation of students on a specialty of "Physicist" is offered. Results theoretical and experimental researches of the basic characteristics amplifiers, running from a magnetic field, with use film structures of ferrite are presented.

Магнитоуправляемые усилители могут использоваться в качестве базовых элементов при создании высокочувствительных датчиков магнитных полей. В статье представлена методика моделирования в среде MWO-2007 на примере расчёта магнитоуправляемых усилителей на основе эпитаксиальных плёночных структур феррита.

Магнитоуправляемый усилитель имеет в своём составе два блока: магниточувствительный блок (элемент связи) и собственно усилительный блок (усилитель на полевом транзисторе).

В качестве прототипа модели усилителя использован двухкаскадный усилитель КАПШ 757646.001 на полевых транзисторах Шоттки (ПТШ) производства НПЦ «Алмаз-Фазотрон». Эквивалентная схема усилителя, использованная при моделировании, показана на рис. 1. Модель построена в программе *Microwave Office 2007/Visual System Simulator* последовательным включением усилительного блока "AMP" и фильтра нижних частот "Filter", формирующего требуемую АЧХ (АЧХ модели представлена на рис. 2). В качестве исходных данных при моделировании усилителя использованы результаты, полученные с помощью векторного анализатора цепей *Agilent Technologies* в ходе экспериментальных исследований характеристик усилителя КАПШ 757646.001.

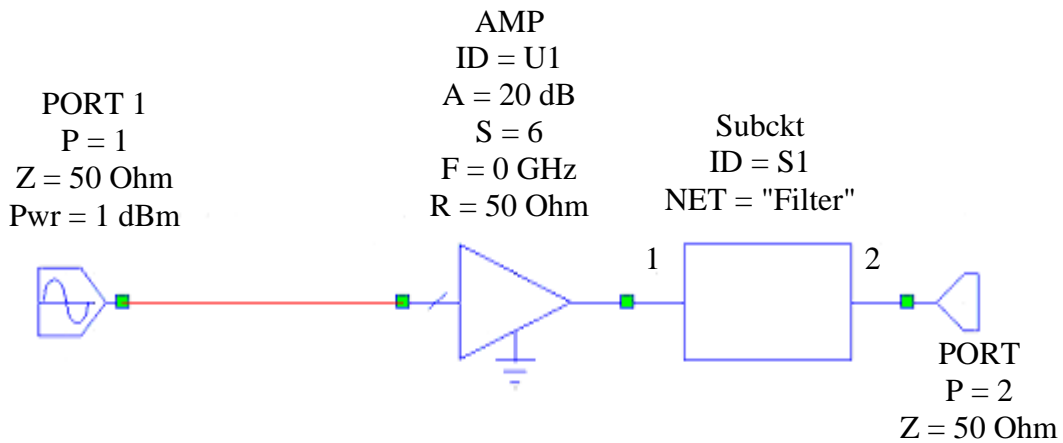


Рис. 1. Эквивалентная схема магнитоуправляемого усилителя

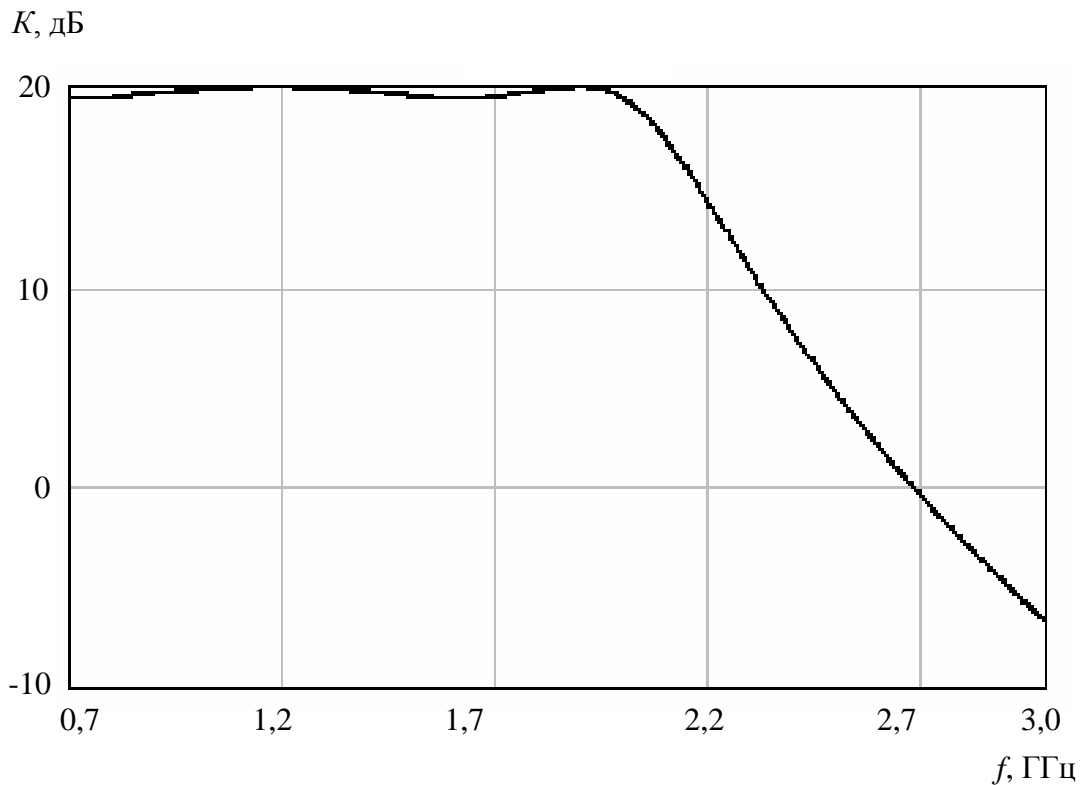


Рис. 2. АЧХ модели усилителя КАПШ 757646.001

Элемент связи предназначен для эффективного преобразования энергии электромагнитной волны в линии передачи в энергию магнитоэлектрической волны в структуре феррита и обратно. В предложенной конструкции в качестве ферритового материала использована эпитаксиальная структура феррита. По сравнению со сферическими ферритовыми резонаторами плёночные структуры феррита

более технологичны и имеют анизотропию формы, что улучшает чувствительность при определении угловой ориентации структуры относительно вектора магнитной индукции внешнего магнитного поля. Конструкция элемента связи содержит участок линии передачи с включённым в неё магниточувствительным элементом – эпитаксиальной структурой феррита [1, 2]. Микрополосковые проводники элемента связи изготовлены на подложке из арсенида галлия (GaAs) толщиной 100 мкм в виде кристалла размером 2×2 мм.

Плёночная структура ЖИГ выполнена на подложке из галлий-гадолиния толщиной 500 мкм. Плёночная структура размещена на кристалле элемента связи так, как показано на рис. 3, и крепится с помощью клея- герметика непосредственно на кристалл элемента связи.

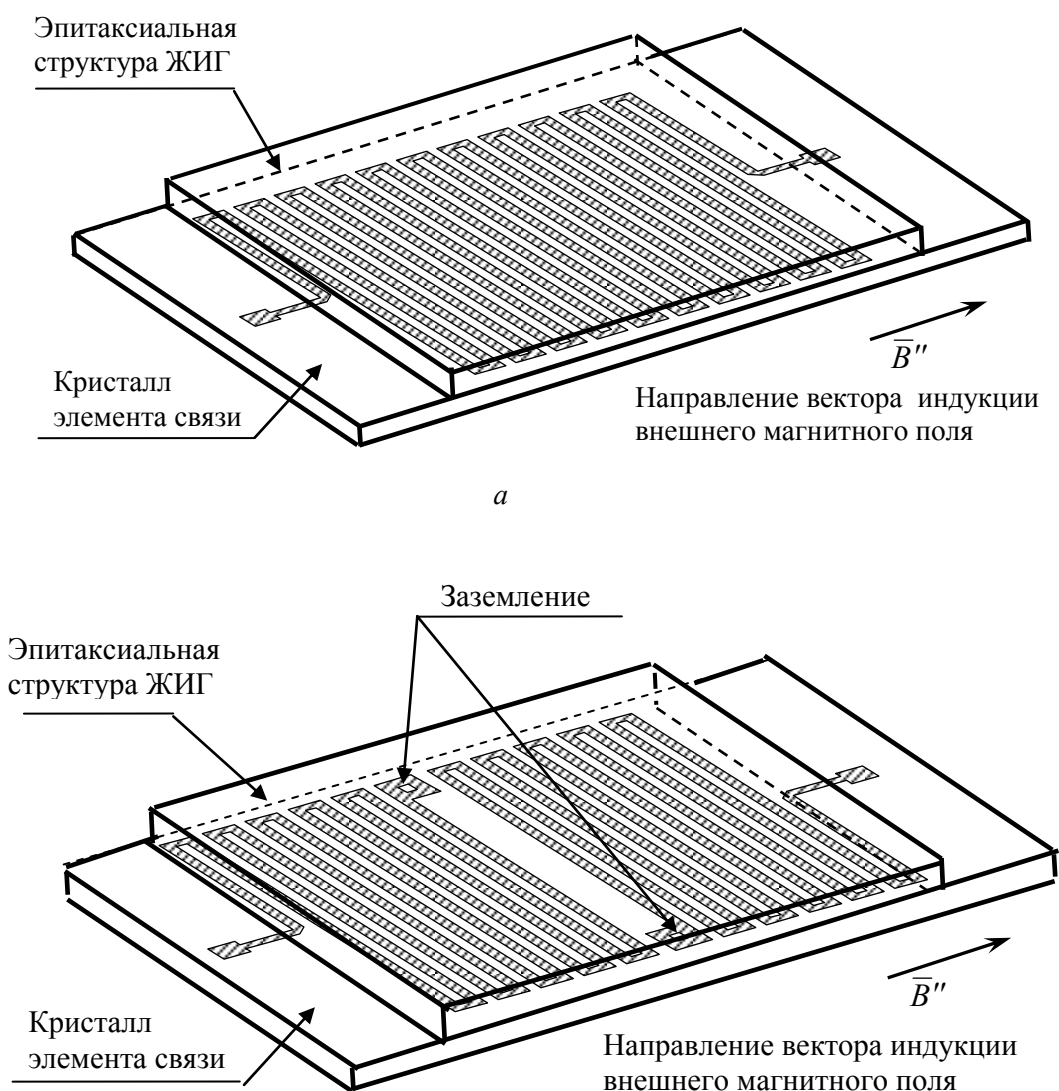


Рис. 3. Расположение пленки ЖИГ на кристалле элемента связи и направление внешнего поля подмагничивания: *a* – элемент связи полоснозаграждающего типа, *б* – элемент связи полоснопропускающего типа

При моделировании элементов связи в программе Microwave Office 2002/Visual System Simulator также использовались результаты экспериментальных исследований макетов элементов связи, полученные на векторном анализаторе цепей Agilent Technologies.

На рисунках 4–7 представлены типичные экспериментальные амплитудно-частотные (АЧХ) и фазо-частотные характеристики (ФЧХ) элементов связи двух видов – полоснозаграждающего (режекторного) (рис. 3, а) и полоснопропускающего (рис. 3, б).

На рис. 4, 5 для элемента связи полоснопропускающего типа с плёнкой ЖИГ (намагниченность насыщения 800 Гс) показано изменение коэффициента передачи K элемента связи и КСВН выхода в диапазоне частот от 0,072 до 3,055 ГГц при уровне входной мощности минус 17 дБм и изменении внешнего магнитного поля от 0,002 до 0,015 Тл.

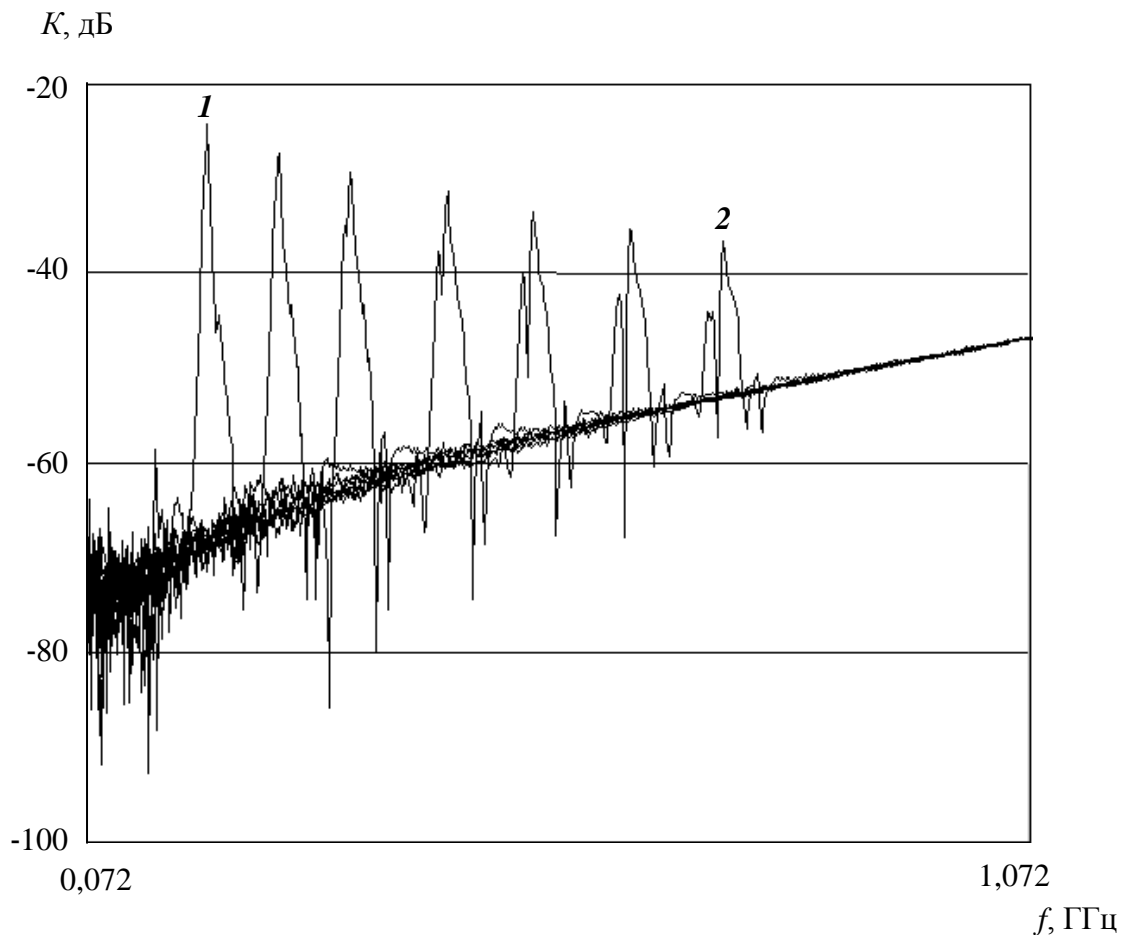


Рис. 4. АЧХ коэффициента передачи элемента связи с плёнкой ЖИГ при изменении внешнего магнитного поля: 1 – 0,002 Тл, 2 – 0,015 Тл

КСВН выхода

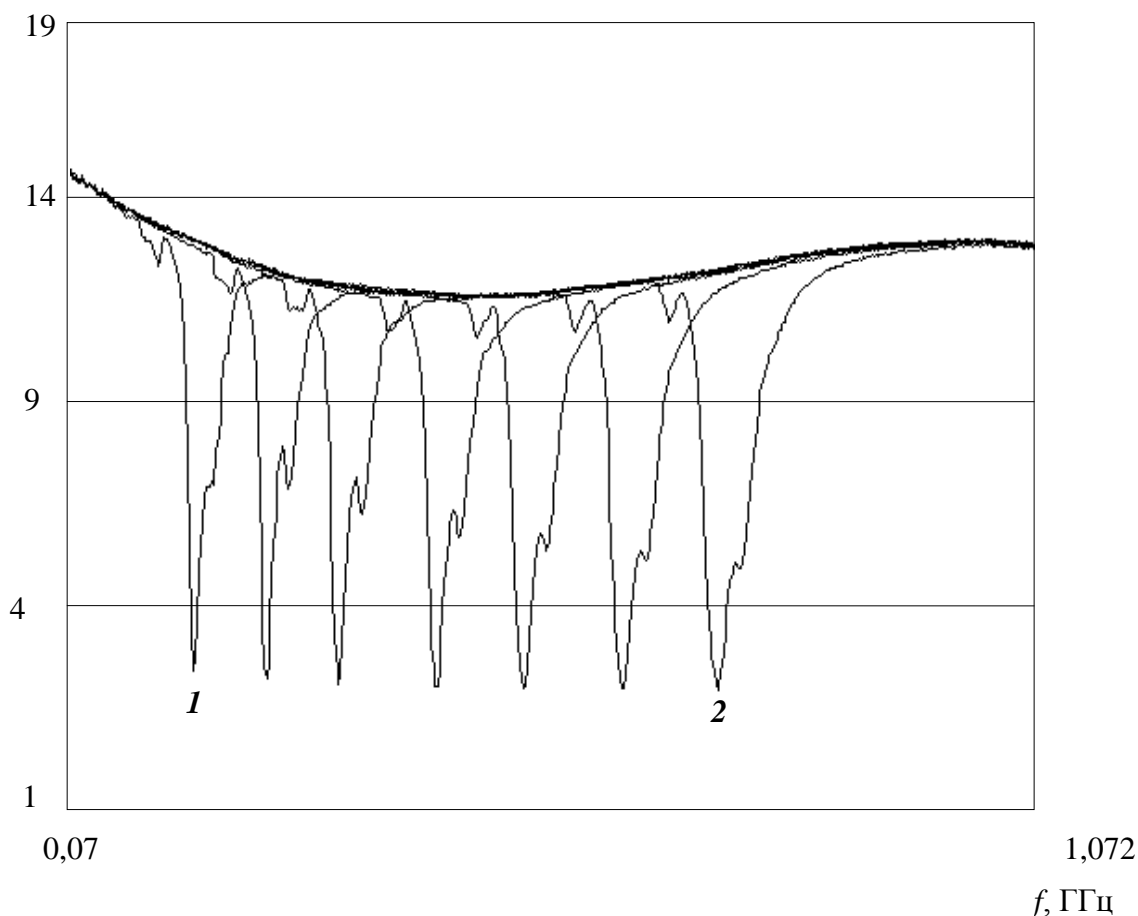


Рис. 5. Изменение КСВН выхода элемента ПЭС-2 с плёнкой ЖИГ при изменении внешнего магнитного поля: 1 – 0,002 Тл, 2 – 0,015 Тл

На рис. 6, 7 для элемента связи режекторного (полоснозапирающего типа) с плёнкой ЖИГ (намагниченностью насыщения 800 Гс) показаны амплитудные и фазовые частотные характеристики коэффициента передачи в диапазоне частот от 0,072 до 3,055 ГГц при уровне входной мощности минус 17 дБм и изменении внешнего магнитного поля от 0,002 до 0,030 Тл.

Результаты измерений характеристик элементов связи и усилителя КАПШ 757646.001 использованы при моделировании магнитоуправляемого усилителя.

Между портом 1 и усилителем КАПШ 757646.001 (рис. 8) включен элемент связи с заданными S-параметрами (рис. 4–7), представляющими АЧХ (ФЧХ) элемента связи с ферритом при некотором фиксированном значении напряженности магнитного поля. Модель магнитоуправляемого усилителя (рис. 8) построена в программе *Microwave Office 2002/Visual System Simulator* последовательным включением элемента связи S2 с

заданными S-параметрами, усилительного блока “AMP” и фильтра нижних частот “Filter”.

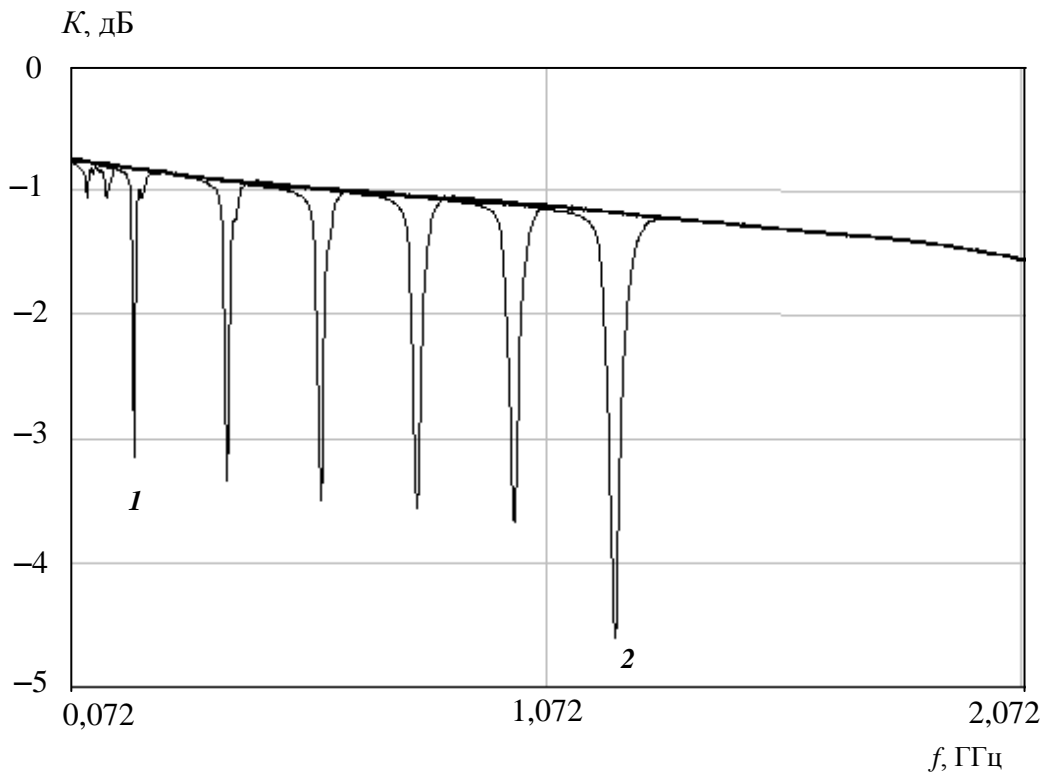


Рис. 6. Семейство АЧХ коэффициента передачи элемента связи с плёнкой ЖИГ при изменении внешнего магнитного поля: 1 – 0,002 Тл, 2 – 0,030 Тл

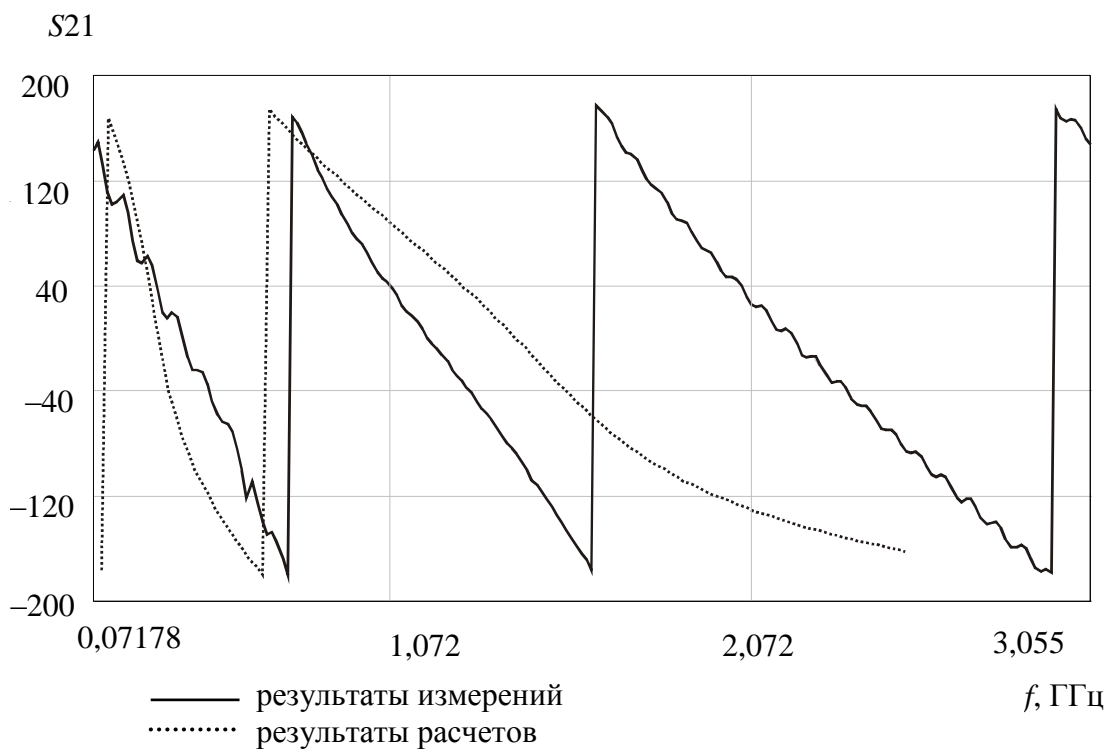


Рис. 7. Зависимость фазы коэффициента передачи от частоты (уровень входной мощности -37 дБм)

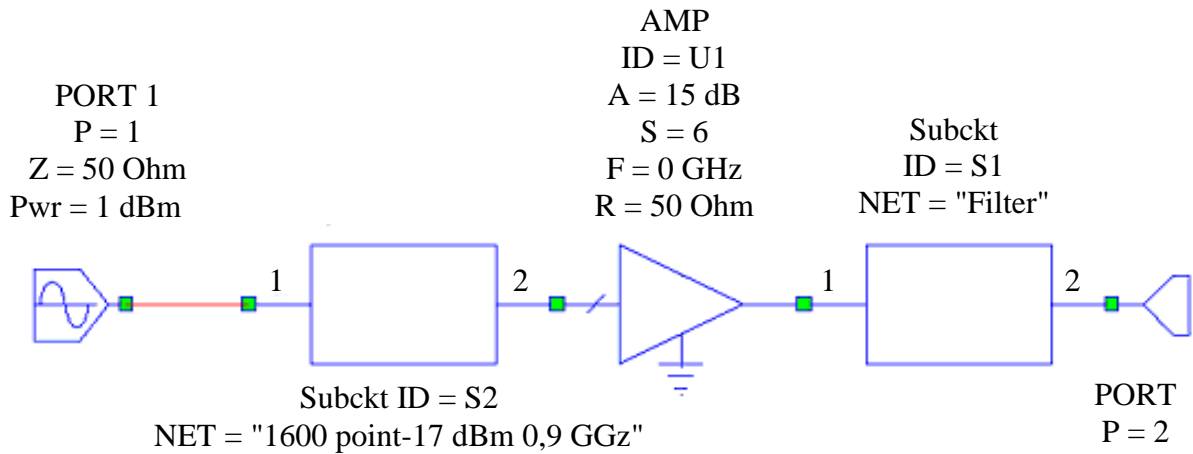


Рис. 8. Эквивалентная схема магнитоуправляемого усилителя с включенным элементом связи с заданными S-параметрами

Результаты моделирования магнитоуправляемого усилителя с элементом связи совпадают с полученными экспериментально. На рис. 9 представлены расчётные частотные характеристики режекторного типа, на рис. 10 – полоснопропускающего типа для нескольких значений входной мощности.

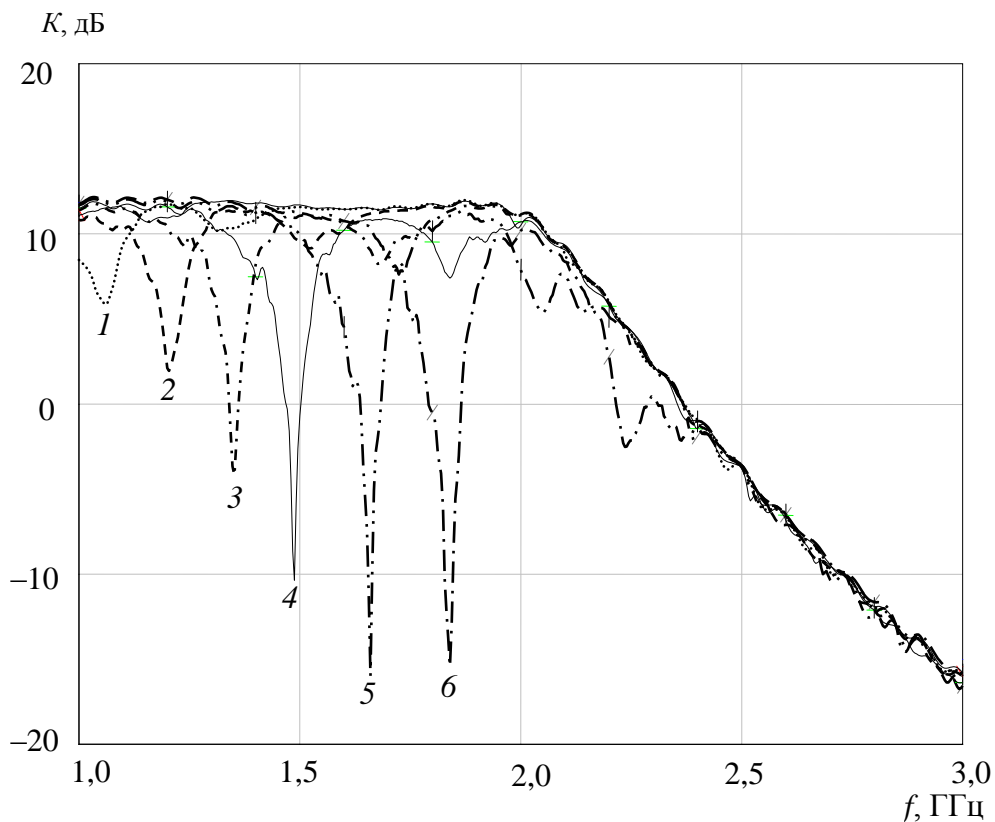


Рис. 9. АЧХ полоснозапирающего магнитоуправляемого усилителя:
 1 – 1,05 ГГц; 2 – 1,2 ГГц; 3 – 1,35 ГГц; 4 – 1,5 ГГц; 5 – 1,66 ГГц;
 6 – 1,84 ГГц

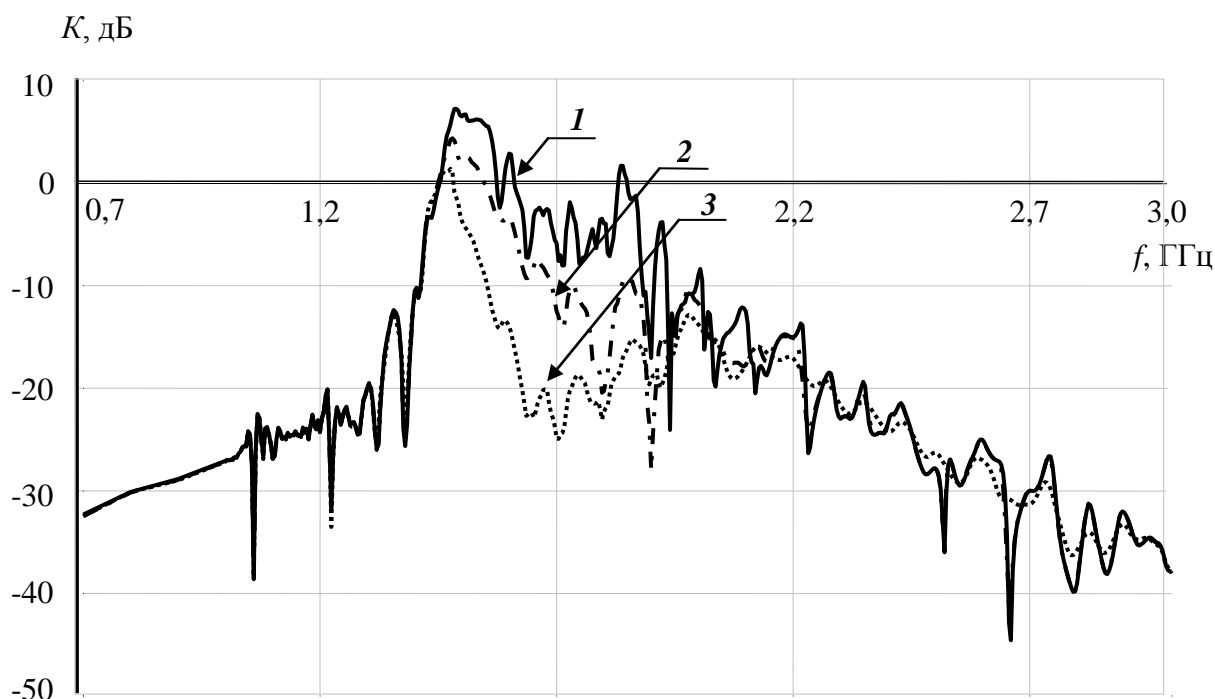


Рис. 10. Типичные АЧХ полоснопропускающего типа для различных уровней входной мощности: 1 – $P = -20$ дБ/мВт; 2 – $P = -10$ дБ/мВт; 3 – $P = 1$ дБ/мВт

Представленные модели магнитоуправляемых усилителей могут быть использованы при разработке магнитоуправляемых генераторов в УВЧ-диапазоне частот и номенклатурного ряда датчиков (от механических до навигационных) на этой основе.

Предложенная методика моделирования магнитоуправляемых усилителей использована при подготовке студентов по специальности «Физика» на кафедре общей физики Саратовского Государственного Университета.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 Хвалин А.Л., Игнатъев А.А., Васильев А.В., Самолданов В.Н. Электродинамическое проектирование селективных усилителей с гетеромагнитным взаимодействием // Проблемы защиты информации ограниченного доступа от утечки по техническим каналам: Материалы Всерос. науч.-практ. конф. представителей органов по аттестации, аккредитованных в Системе сертификации Гостехкомиссии России и организаций-лицензиатов. Саратов, 2003 г., С.129–135.

2 Гуревич А.Г., Мелхов Г.А. Магнитные колебания и волны. М., 1994.

**МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПЕРВИЧНОГО
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ДАТЧИКА ВИБРАЦИЙ НА ОСНОВЕ
СВЧ-ФЕРРОРЕЗОНАНСНОГО АВТОГЕНЕРАТОРА**

С.В. Овчинников, Л.С. Сотов

Саратовский государственный университет,

Рассмотрена возможность использования СВЧ-автогенератора с частотой, управляемой магнитным полем, в качестве первичного преобразователя для датчика вибраций. На основе модели упругого подвеса инерционного тела в виде тонкой мембраны, получены соотношения между параметрами мембраны и демпфированием, с помощью которых можно определить требования к магнитной системе генератора, к параметрам демпфирования и оценить чувствительность преобразования *вибрация – частота генерации*.

The estimated technique of sensitivity of the primary converter for the gauge of vibrations on the basis of shf ferroresonant self-excited oscillator

S.V. Ovchinnikov, L.S. Sotov

Possibility of use of the SHF- self-excited oscillator with the frequency, operated by magnetic field, as the primary converter for the gauge of vibrations is considered. On the basis of the model of the elastic suspension of the inert body in the form of thin membrane, are obtained the relationships between the parameters of the membrane and the damping, with the aid of which it is possible to determine requirements for the magnetic system of generator, requirement for the parameters of damping and to estimate the sensitivity of conversion vibration – oscillation frequency.

В настоящей работе рассматривается возможность использования СВЧ феррорезонансного автогенератора [1] в качестве первичного преобразователя физической величины (далее ППФВ) для датчика вибраций (механических колебаний). Генератор представляет собой твердотельную систему, которая содержит транзисторный усилитель (обычно на основе полевого транзистора с барьером Шотки) и специфический элемент обратной связи, в состав которого входит ферритовый ЖИГ (железо-иттриевый гранат) резонатор в виде либо сферы, либо пленочного феррита. Кроме того, в состав генератора входит постоянный магнит, предназначенный для создания индукции магнитного поля заданной величины в области ферритового резонатора.

Рабочая частота генератора определяется частотой ферромагнитного резонанса в резонаторе и, следовательно, индукцией результирующего магнитного поля в области резонатора. В связи с этим, если постоянный магнит в генераторе закрепить на упругом подвесе, то генератор сможет служить ППФВ вибрации и ударов для вибродатчика. Рассматриваемый

ППФВ следует отнести к измерителям вибрации инерционного действия, так как основной причиной изменения частоты генерации является перемещение чувствительного элемента (ЖИГ-резонатора) относительно инерционного элемента (постоянного магнита). Очевидно, что чувствительность такого ППФВ будет определяться чувствительностью колебательной системы и чувствительностью автогенератора к изменению индукции результирующего магнитного поля.

Различные типы колебательных процессов, которые должны быть отслежены ППФВ, требуют в общем случае различных соотношений между упругостью подвеса и силой вязкого трения. Другими словами, упругие подвесы, предназначенных для регистрации различных типов вибраций, должны обладать соответствующими добротностями. Известно [2], что упругий элемент в ППФВ для датчика ударов должен иметь низкую добротность (порядка 1–10), а в ППФВ датчика вибраций – более высокую добротность для того, чтобы снимать спектр механических колебаний с малыми фазовыми искажениями.

Рассмотрим идеализированную колебательную систему, в которой упругий подвес можно считать линейной системой с сосредоточенными параметрами: массой магнита m , коэффициентом упругости k , коэффициентом силы вязкого трения χ . Такая система с одной степенью свободы в относительных координатах u описывается следующим уравнением

$$\frac{d^2u}{dt^2} + 2\beta \frac{du}{dt} + \omega_0^2 u = -\frac{d^2s}{dt^2}, \quad (1)$$

где $s = s(t)$ – вибрационное смещение точки подвеса в направлении оси u , являющееся заданной функцией времени; u – деформация упругого элемента подвеса (смещение центра масс от положения равновесия

относительно точки подвеса); $\beta = \frac{\chi}{2m}$; $\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}}$.

Такое идеализированное рассмотрение допускается при следующих ограничениях:

- обратное действие ППФВ на исследуемый объект настолько незначительно, что этим действием можно пренебречь;
- исследуемые колебания объекта ограничены, а упругий элемент ППФВ сконструирован так, чтобы его деформации могли быть достаточно большими без нарушения предела пропорциональности;
- габариты ППФВ достаточно малы по сравнению с длиной акустической волны деформации, так что в каждый данный момент фаза возмущающего процесса (измеряемой вибрации) в объеме, занимаемом автогенератором, может считаться одной и той же. Следовательно, безразлично, какую точку генератора принимать за измеряющую и поэтому условно принимаем за точку отсчета центр масс ЖИГ-резонатора;

– полезной частью отклика ППФВ на возмущающий сигнал считают только вынужденные колебания инерционного элемента.

Пусть ставится задача измерения вибрации с правильной передачей ее спектра в диапазоне от самой низкой частоты Ω_H до самой высокой частоты Ω_B , причем в комплексной форме функция

$$\bar{s}(t) = \bar{s}_a e^{i\Omega t}, \quad (2)$$

является одной из составляющих этого спектра, а Ω – частота, удовлетворяющая условию

$$\Omega_H < \Omega < \Omega_B, \quad (3)$$

где i – мнимая единица.

Тогда частное решение уравнения (1) имеет вид $\bar{u}(t) = \bar{u}_a e^{i\Omega t}$, и при подстановке этого решения в (2) будем иметь

$$[(i\Omega)^2 m + i\Omega\chi + k]\bar{u}_a = -(i\Omega)^2 m \bar{s}_a. \quad (4)$$

Здесь \bar{s}_a – комплексное амплитудное значение гармонической составляющей вибрации с частотой Ω , \bar{u}_a – комплексное амплитудное значение отклика системы.

Слагаемые левой части соотношения (4) можно рассматривать как три вектора, длины которых пропорциональны множителям $\Omega^2 m$, $\Omega\chi$ и k .

Для правильного отображения всего спектра вибраций ее отображение $u(t)$ должно иметь такую же форму, как и сама вибрация. При этом очень важно, что принять за сигнал: $s(t)$, $\frac{ds}{dt}$ или $\frac{d^2s}{dt^2}$. На практике в зависимости от решаемой задачи может встретиться любой из этих случаев. Для проведения измерений в каждом из них требуется указать наиболее рациональные соотношения между отмеченными выше векторами из (5), т.е. предъявить соответствующие требования к параметрам m , k и χ колебательной системы ППФВ. Совокупность рационально выбранных значений этих параметров определяет следующие три режима работы датчика.

1. Если требуется измерить смещение при колебательном процессе, то отклик $u(t)$ должен отображать величину $s(t)$. Из [2] известно, что в этом случае чувствительность измерительного прибора к смещению по смещению определяется выражением

$$\bar{\theta}_{s,u} = \frac{\bar{u}_a}{\bar{s}_a} = \frac{-(i\Omega)^2 m}{(i\Omega)^2 m + i\Omega\chi + k} = \rho_{s,u} e^{-i\delta_{s,u}}, \quad (5)$$

где

$$\theta_{s,u} = \frac{\Omega^2 m}{\sqrt{(k - \Omega^2 m)^2 + \Omega^2 \chi^2}},$$

определяет амплитудно-частотную характеристику системы, а

$$\delta_{s,u} = \arctg \frac{\Omega \chi}{k - \Omega^2 m}$$

определяет фазочастотную характеристику системы.

Чтобы отклик $u(t)$ и сигнал $s(t)$ при одинаковом масштабе времени имели одинаковую форму, их амплитудные спектры должны быть одинаковыми или отличаться на постоянный множитель. Для этого необходимо, чтобы

$$\theta_{s,u} = \text{const} > 0, \delta_{s,u} = \pm \tau \Omega \pm \pi n, \quad (6)$$

где $\tau \geq 0, n = 0, 1, 2, \dots$

Условия (6) могут быть выполнены в двух случаях:

а) если каждая из частот $\Omega \in [\Omega_H, \Omega_B]$ спектра вибраций значительно превосходит собственную частоту ω_0 колебательной системы прибора ($\Omega_H \gg \omega_0$), то при небольшом демпфировании ($2\beta \ll \Omega$) модуль вектора, пропорциональный $\Omega^2 m$, значительно превосходит два остальных, поэтому

$$\rho_{s,u} = 1 \text{ и } \delta_{s,u} = \pi.$$

б) с увеличением демпфирования до значения $\varepsilon = \frac{\omega_0 h}{k} = 1 \div 1,7$

требования (6) выполняются, если диапазон (Ω_H, Ω_B) не широк, а собственная частота ω_0 лежит внутри или вблизи этого диапазона.

Отметим, что условие $2\beta \ll \Omega$ (или $\varepsilon < \frac{\Omega}{\omega_0}$), обеспечивающее

пропорциональность отклика исходному сигналу, в случае анализа ударных процессов становится технически неудобным, так как в начале и в конце таких процессов собственные слабо затухающие колебания упругого подвеса существенно искажат форму отклика.

2. Для измерения скорости колебательного процесса отклик прибора $u(t)$ должен быть пропорциональным величине $\frac{ds}{dt} = \dot{s}$.

В этом случае соотношение (4) переписывается в виде

$$[(i\Omega)^2 m + i\Omega \chi + k] \cdot \bar{u}_a = -i \Omega m \bar{s}_a.$$

Чувствительность прибора к скорости по смещению определяется отношением

$$\bar{\theta}_{s,u} = \frac{\bar{u}_a}{\bar{s}_a} = \frac{-i\Omega m}{(i\Omega)^2 m + i\Omega \chi + k} = \rho_{s,u} e^{-i\delta_{s,u}}, \quad (7)$$

где

$$\theta_{\dot{s},u} = \frac{\Omega m}{\sqrt{(k - \Omega^2 m)^2 + \Omega^2 \chi^2}}$$

определяет амплитудно-частотную характеристику системы, а

$$\delta_{\dot{s},u} = -\arctg \frac{k - \Omega^2 m}{\Omega \chi}$$

определяет фазочастотную характеристику системы.

Пропорциональность отклика $u(t)$ скорости $\dot{s}(t)$ колебательного процесса возможна в случае, когда собственная частота ω_0 упругого подвеса близка к диапазону частот $[\Omega_H, \Omega_B]$ вибрации (в частности, попадает внутрь этого диапазона) и когда имеется сильное демпфирование $2\Omega\beta \gg |\omega_0^2 - \Omega^2|$, где, как и раньше, $\Omega \in [\Omega_H, \Omega_B]$.

В этом случае длина вектора, пропорциональная величине $\Omega\chi$, много больше длины двух других векторов, поэтому

$$\theta_{\dot{s},u} = \frac{k}{\omega_0 \chi}; \delta_{\dot{s},u} = \pi. \quad (8)$$

Формулы (7)–(8) показывают, что с увеличением демпфирования происходит расширение частотного диапазона измеряемого спектра вибрации, однако при этом чувствительность прибора падает.

3. Для измерения ускорения колебательного процесса отклик $u(t)$ должен отображать величину $\frac{d^2 s}{dt^2} = \ddot{s}(t)$.

Соотношение (4) в этом случае переписывается в виде

$$[(i\Omega)^2 m + i\Omega\chi + k] \bar{u}_a = -m \bar{\ddot{s}}_a, \quad (9)$$

откуда чувствительность прибора к ускорению по смещению

$$\bar{\theta}_{\ddot{s},u} = \frac{\bar{u}_a}{\bar{\ddot{s}}_a} = \frac{-m}{(i\Omega)^2 m + i\Omega\chi + k} = \rho_{\ddot{s},u} e^{-i\delta_{\ddot{s},u}}, \quad (10)$$

где

$$\theta_{\ddot{s},u} = \frac{m}{\sqrt{(k - \Omega^2 m)^2 + \Omega^2 \chi^2}}$$

определяет амплитудно-частотную характеристику системы, а

$$\delta_{\ddot{s},u} = \arctg \frac{\Omega \chi}{k - \Omega^2 m}$$

определяет фазочастотную характеристику системы.

Пропорциональность отклика $u(t)$ ускорению $\ddot{s}(t)$ возможна, если собственная частота ω_0 упругого подвеса значительно выше всех частот спектра вибрации: $\omega_0 \gg \Omega \in [\Omega_H, \Omega_B]$, а затухание невелико: $2\beta\Omega < \omega_0^2$.

При этих условиях модуль вектора, пропорциональный k из (9), значительно превосходит два остальных:

$$\theta_{\dot{s},u} = \frac{1}{\omega_0^2}; \delta_{\dot{s},u} = -\pi. \quad (11)$$

Формулы (4)–(11) дают возможность предварительной оценки требований, предъявляемых к материалу и конструкции упругого подвеса магнита в ППФВ датчика.

Для проведения такого предварительного анализа желательно знать, по какой временной зависимости происходит смещение $u(t)$ магнита относительно центра инерции ферритового резонатора при заданном внешнем воздействии. В качестве примера рассмотрим задачу о колебаниях подвеса с магнитом как реакцию на ударное воздействие.

Наиболее простым видом упругого подвеса магнита в рассматриваемом ППФВ является плоская пластинка (мембрана) из немагнитного материала прямоугольной или круглой формы (в зависимости от конструкции корпуса ППФВ), в центре которой закреплен постоянный магнит системы подмагничивания.

Пусть упругий элемент подвеса имеет вид плоской круглой однородной мембраны, в центре которой жестко закреплен магнит массы m . Радиус мембраны R , толщина h , плотность материала ρ , модуль упругости материала E . Малая центральная область мембраны с радиусом r_0 есть площадка крепления магнита. Периметр пластинки считаем жестко закрепленным. Мембрана ориентирована горизонтально, поэтому поле силы тяжести перпендикулярно плоскости мембраны.

Для оценочных расчетов мы предполагаем, что конструкция ППФВ абсолютно жесткая (за исключением подвеса инерционного элемента – самой мембраны). При внешнем воздействии закрепленный периметр мембраны смещается вместе с ППФВ. Тогда можно считать, что при ударном воздействии колебания в мембране возникают под действием инерционных сил. Это дает возможность упростить математическую постановку задачи путем задания нулевых начальных условий на смещение и скорость смещения.

Обозначим через $u = u(r, t)$ смещение во времени t кольцевого элемента мембраны с координатой r и площадью $2\pi r dr$ в направлении, перпендикулярном ее плоскости. Во время удара, направление которого считаем перпендикулярным плоскости мембраны, на каждый ее элемент действует внешняя сила, пропорциональная массе этого элемента и ускорению, которое одинаково для всей системы. Внешнее воздействие, приведенное к единице площади мембраны, зададим соотношением

$$P(r,t) = \left\{ \rho h + \begin{cases} \frac{m}{\pi r_0^2}, & r \leq r_0 \\ 0, & r > r_0 \end{cases} \right\} \cdot a_{\max} f(t), \quad (12)$$

где a_{\max} – амплитудное значение ускорения силы инерции, $f(t)$ – некоторая функция, характеризующая изменение инерционной силы во времени.

Для моделирования одиночного удара функцию $f(t)$ представим в виде одиночного прямоугольного импульса единичной высоты

$$f(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t \leq \tau_u \\ 0, & t > \tau_u \end{cases}, \quad (13)$$

где τ_u – длительность импульса.

Отметим, что такое модельное представление справедливо только для малого значения τ_u .

Демпфирование учтем с помощью гипотезы, которая гласит, что величина силы внешнего трения $p_{\text{тр}}$, приведенная к единице площади мембраны, пропорциональна скорости прогиба мембраны в данной точке

$$p_{\text{тр}} = -2\chi \frac{du}{dt}, \quad \text{где } \chi \left(\frac{\text{Н} \cdot \text{с}}{\text{м}^3} \right) \text{ – приведенный к единице площади коэффициент}$$

силы трения.

Тогда, в соответствии с [3] и оговоренными выше упрощениями, колебания в тонкой мембране описываются следующей краевой задачей:

$$\rho h \frac{d^2 u}{dt^2} + 2\chi \frac{du}{dt} = Eh \left(\frac{d^2 u}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{du}{dr} \right) + P(r,t) \quad (14)$$

с краевыми условиями $u(t)|_{r=R} = 0$, $u(r)|_{t=0} = 0$, $\frac{\partial u(r)}{\partial t}|_{t=0} = 0$.

Решение данной задачи найдем в виде

$$u(r,t) = \sum_{n=1}^{\infty} u_n(t) J_0 \left(\mu_n \frac{r}{R} \right), \quad (15)$$

где $u_n(t) = \int_0^R u(r,t) K_n(r) dr$ определяется из решения обыкновенного дифференциального уравнения при нулевых начальных условиях:

$$\frac{\partial^2 u_n}{\partial t^2} + 2\beta \frac{\partial u_n}{\partial t} + c^2 \mu_n^2 u_n = \frac{P_n(t)}{\rho h}; \quad (16)$$

$c^2 = \frac{E}{\rho}$, $2\beta = \frac{2\chi}{\rho h}$, μ_n – положительные корни уравнения $J_0(\mu) = 0$;

$$P_n(t) = \int_0^R P(r,t) K_n(r) dr; \quad K_n(r) = \frac{2}{R^2} \frac{1}{J_1^2(\mu_n)} r J_0(\mu_n r / R);$$

J_0 и J_1 – функции Бесселя 1-го рода нулевого и первого порядков.

Тогда в общем случае

$$u_n(t) = \frac{2}{\gamma_n} \int_0^t \frac{P_n(\tau)}{\rho h} \cdot \exp[\beta(\tau - t)] \cdot \sin\left[\frac{\gamma_n}{2}(t - \tau)\right] d\tau, \text{ где } \gamma_n^2 = 4c^2 \frac{\mu_n^2}{R^2} - 4\beta^2.$$

Для колебательного движения мембраны необходимо, чтобы $\gamma_n^2 > 0$, поэтому на пространственно-механические характеристики мембраны необходимо наложить следующее требование:

$$\frac{E\rho}{\chi^2} > \frac{R^2}{\mu_1^2 h^2} \approx \left(\frac{R}{2,4h}\right)^2, \quad (17)$$

так как $\mu_1 = 2,4048$.

В случае, если $P(r, t)$ моделирует удар в виде (12)–(13), то

$$u_n(t) = \frac{8a_{\max}}{\gamma_n^2(\mu_n)J_1(\mu_n)\left(\frac{4\beta^2}{\gamma_n^2} + 1\right)} \left\{ 1 + \frac{m}{\pi r_0^2 \rho h} \frac{r_0 J_1(\mu_n r_0 / R)}{R J_1(\mu_n)} \right\} \times$$

$$\times \exp(-\beta t) \left\{ \sin\left(\frac{\gamma_n t}{2}\right) \left[\exp(\beta \tau_u) \cdot \left[\frac{2\beta}{\gamma_n} \cos\left(\frac{\gamma_n \tau_u}{2}\right) + \sin\left(\frac{\gamma_n \tau_u}{2}\right) \right] - \right.$$

$$\left. - \frac{2\beta}{\gamma_n} - \cos\left(\frac{\gamma_n t}{2}\right) \left[\exp(\beta \tau_u) \cdot \left[\frac{2\beta}{\gamma_n} \sin\left(\frac{\gamma_n \tau_u}{2}\right) - \cos\left(\frac{\gamma_n \tau_u}{2}\right) \right] + 1 \right] \right\}. \quad (18)$$

Сравнивая (16) с уравнением (1) можно сделать вывод о том, что пространственная гармоника $u_n(t)$ с частотой $\omega_{0n} = c\mu_n$ есть реакция на пространственную гармонику s_n смещения периметра мембраны,

определяемую уравнением: $\frac{d^2 s_n}{dt^2} = -\frac{P_n(t)}{\rho h}$. Тогда чувствительность тонкой

симметричной мембраны к смещению магнита относительно корпуса можно оценить выражением, аналогичным (6):

$$\theta_{s,u} = 2 \frac{\sum_{n=1}^{\infty} u_n(t)}{a_{\max} \tau_u^2}, \quad (19)$$

а чувствительность мембраны к ускорению по смещению корпуса – выражением, аналогичным (10):

$$\theta_{\ddot{s},u} = \rho h \frac{\sum_{n=1}^{\infty} u_n(t)}{\sum_{n=1}^{\infty} P_n(t)}, \quad (20)$$

$$\text{где } \frac{P_n(t)}{\rho h} = \frac{2a_{\max} f(t)}{\mu_n J_1(\mu_n)} \left\{ 1 + \frac{m}{\pi r_0^2 \rho h} \frac{r_0 J_1(\mu_n r_0 / R)}{R J_1(\mu_n)} \right\}.$$

Как известно [2, 4], имеется большое разнообразие в конструкциях колебательных систем для приборов инерционного действия. Выбор конкретной системы подвеса магнита в ППФВ в нашем случае должен быть обусловлен предназначением датчика.

Однако в любой ситуации информационным сигналом ППФВ будет изменение частоты генерации, обусловленное изменением поля подмагничивания ЖИГ-резонатора за счет изменения расстояния между магнитом и ЖИГ-резонатором.

Теоретическая зависимость частоты ферромагнитного резонанса от индукции приложенного магнитного поля является линейной

$$f = K \cdot B, \quad (21)$$

где $K = 28 \text{ Гц/нТл}$ – гиромагнитное отношение для электрона, B – индукция магнитного поля в области ЖИГ-резонатора.

Пусть магнит системы подмагничивания имеет дискообразную форму и пусть его магнитное поле изменяется с расстоянием r по его оси аналогично полю диполя

$$B(r) = B_M \frac{\alpha}{r^3}, \quad (22)$$

где B_M – индукция магнитного поля на торцевой поверхности магнита, α – некоторый размерный коэффициент. Обозначим через r_0 исходное расстояние между магнитом и ЖИГ-резонатором. Тогда в силу механического воздействия расстояние между магнитом и ЖИГ-резонатором меняется по закону $r = r_0 + u(t)$, где $u(t)$ определяется по формуле (15). Отсюда функцию преобразования магнитной индукции в частоту генерации f можно записать в виде

$$f = K \frac{\alpha B_M}{r_0^3} \cdot \frac{1}{\frac{u^3}{r_0^3} + 3 \frac{u^2}{r_0^2} + 3 \frac{u}{r_0} + 1},$$

а отклонение частоты генерации Δf за счет возмущения поля можно оценить величиной

$$\Delta f = K \frac{\alpha B_M}{r_0^3} \cdot \frac{\frac{u^3}{r_0^3} + 3 \frac{u^2}{r_0^2} + 3 \frac{u}{r_0}}{\frac{u^3}{r_0^3} + 3 \frac{u^2}{r_0^2} + 3 \frac{u}{r_0} + 1}. \quad (23)$$

Величина Δf , определяемая (23), характеризует предельную чувствительность СВЧ-генератора ППФВ к возмущению поля подмагничивания за счет внешнего воздействия. На основе выражения (23) можно оценить требования к характеристикам магнитной системы

генератора: геометрии и намагничению магнита и максимально возможному отклонению магнита от положения равновесия. Опираясь на такие оценки, с помощью (1–11) или (12–20) необходимо определить требования к системе подвеса магнита и условиям демпфирования.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1 *Игнатъев А.А., Солопов А.А., Сотов Л.С.* и др. Моделирование режимов генерации субгармонических составляющих в генераторах с магнитоэлектронным взаимодействием. // Гетеромагнитная микроэлектроника. Вып.1. Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ-диапазонов: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. Саратов, 2004. С. 84 – 100.

2 *Иорши Ю.И.* Виброметрия. Измерение вибрации и ударов: Общая теория, методы и приборы. М., 1963.

3 *Кошляков Н.С., Глинер Э.Б., Смирнов М.М.* Уравнения в частных производных математической физики. М., 1970.

4 Проектирование датчиков для измерения механических величин / Под ред. Е.П.Осадчего. М., 1979.

УДК 681.3.001.57

МОДЕЛИРОВАНИЕ АРХИТЕКТУРЫ АКСЕЛЕРАТОРА БИТОВЫХ ПЕРЕСТАНОВОК С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ САПР SYSTEM STUDIO ФИРМЫ SYNOPSYS.

Ж.А. Молодченко, Л.С. Сотов, В.Н. Харин

Саратовский государственный университет,

В работе предлагается аппаратное решение задачи формирования управляемых битовых перестановок данных. Модель акселератора битовых перестановок исследуется в среде *SystemC*. Устройство предназначено для использования в вычислительной технике, системах защиты информации, криптографии.

Modelling of architecture of the accelerator of bit shifts with use system studio program of company Synopsys

J.A. Molodchenko, L.S. Sotov, V.N. Harin

In this message the hardware decision of a problem of formation of operated bit rearrangements of data is offered. The model of an accelerator of bit rearrangements is investigated in SystemC environment. The device is intended for use in computer facilities, information security systems, cryptography.

В настоящей работе предлагается унифицированное решение в виде аппаратной реализации форматирующей функции методом перестановок, параметрически адаптируемой к заданной паре исходного и результирующего представлений (форматов) структур данных. Структура

данных представляется в виде множества бинарных векторов $\vec{x} = (x_1, \dots, x_N)$, индексы элементов которых определяют весовые коэффициенты элементов данных.

Работа посвящена моделированию высокоскоростного аппаратного устройства обеспечивающего процесс управляемой побитовой транспозиции информации $\vec{y} = R(\vec{x}, \vec{\gamma})$ (форматирующего преобразования), при этом управляющим параметром является вектор $\vec{\gamma} = (r_1, \dots, r_N)$, где r_1, \dots, r_N числа разрядности $\log_2(N)$. Предлагаемый акселератор может быть использован в системах защиты информации от несанкционированного доступа [1, 2].

Моделирование выполнялось в среде *System Studio*, которая является инструментом, предназначенным для проектирования архитектур систем на кристалле (*SoC*) и разработки алгоритмов. Разработка алгоритмов охватывает обработку сигналов в таких приложениях, как беспроводная телефония, мультимедийные кодеки, *DSL* и кабельные модемы. Разработка архитектуры включает объединение процессоров, функциональных блоков, шин, блоков памяти и периферийных устройств с целью получения наибольшей эффективности использования системы. Разработка и интеграция аппаратуры и программного обеспечения также выполняются инструментом *System Studio*. В основе инструмента *System Studio* лежит использование языка *SystemC*.

Появление открытого стандарта языка *SystemC* позволило внести ясность в процесс проектирования, обусловленную использованием общего набора библиотек C++ классов для точного моделирования аппаратуры и алгоритмов *SoC*.

На рис. 1 представлена блок-схема акселератора управляемой битовой перестановки информации.

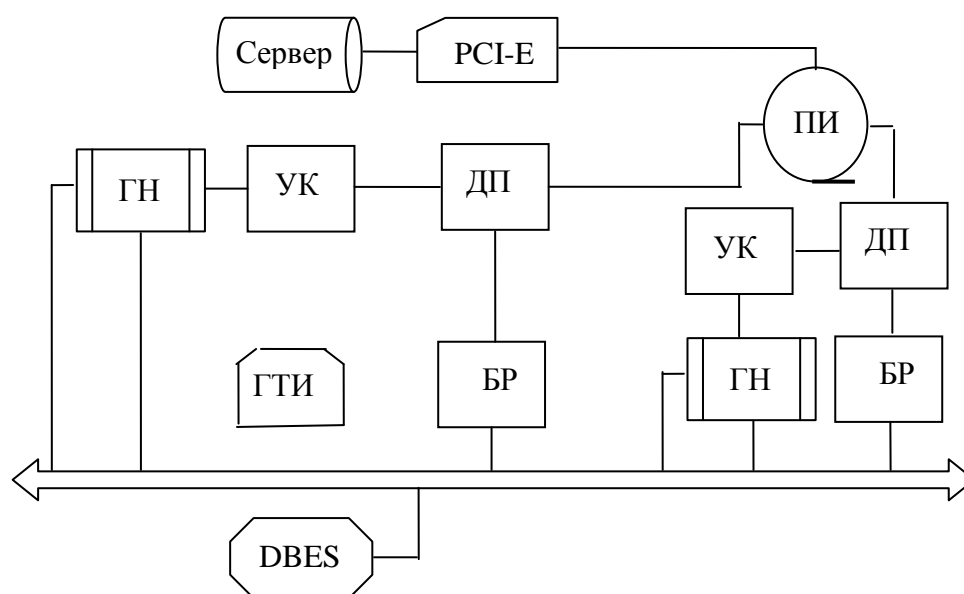


Рис. 1. Блок-схема акселератора битовых перестановок

Акселератор состоит из двух симметричных частей трактов передачи-форматирования данных от сервера к обработчику *DBES* и обратно. Каждый тракт состоит из дешифратора перестановки (ДП), последовательного интерфейса (ПИ) внешней шины *PCI-E*, двойного буферного регистра накопления, хранения и передачи форматированных данных (БР), регистра управляющих кодов (УК), генератора тактовых импульсов (ГТИ). Регистр УК подключен к внешнему устройству выборки-генерации сеансовых ключей (ГН).

На рис. 2 представлена схема дешифратора перестановки для трех уровней, позволяющая выполнять перестановку бинарного вектора данных из восьми элементов.

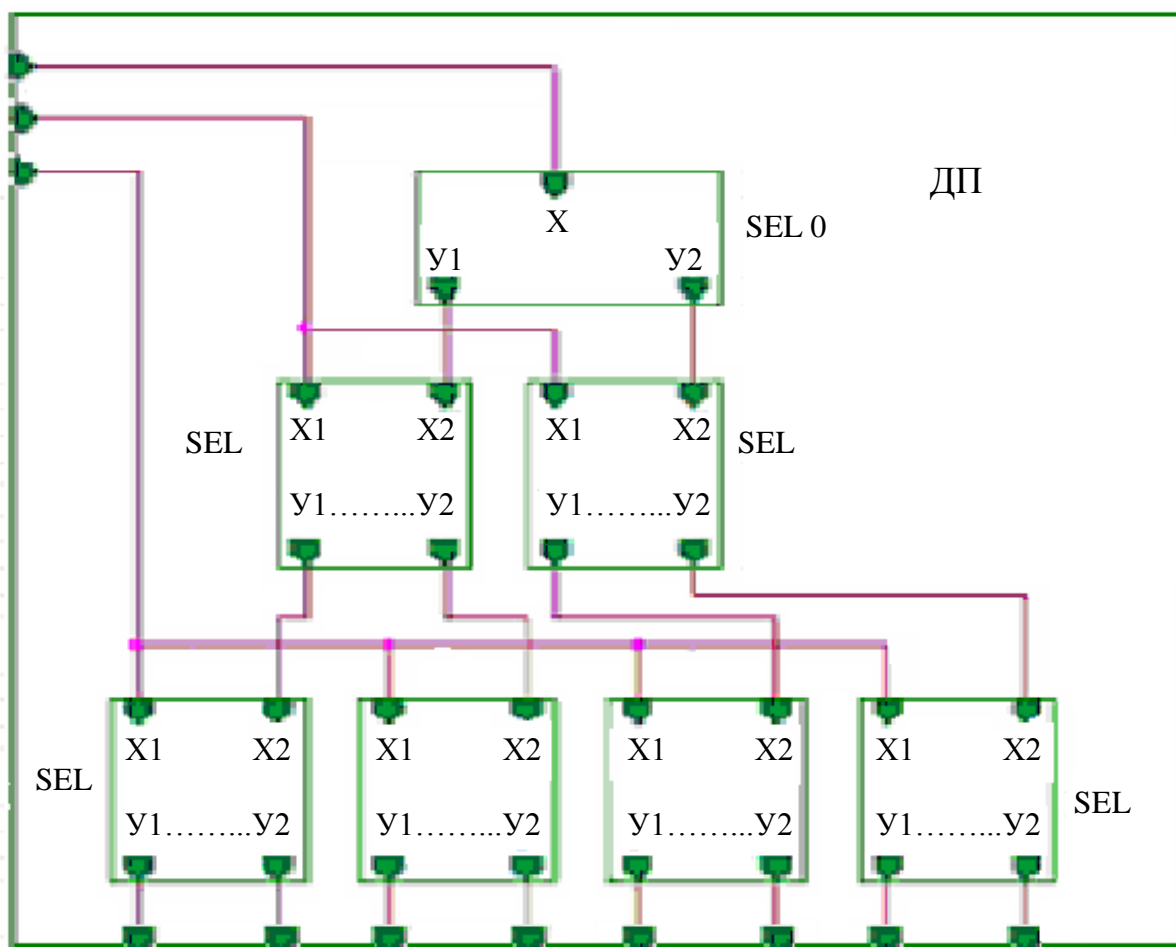


Рис. 2. Схема дешифратора перестановки вектора длиной 8 бит

В общем случае дешифратор перестановок состоит из $K = \log_2(N)$ уровней узлов дешифрации, выполняющих функцию перестановки бинарного вектора данных $(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N)$, соединенных входами с регистром управляющих кодов (УК), а выходами с двойным буферным регистром накопления и хранения форматированных данных (БР). Для ускорения работы входные данные поступают через стек типа *fifo*. Это позволяет сократить задержки, связанные с подготовкой данных и

передачей их через интерфейс ЭВМ. Каждый узел дешифрации выполнен в виде элементов *SELO*, *SEL*. Элемент *SELO* имеет логическую формулу $Y_1 = \bar{X}, Y_2 = X$, элементы *SEL* имеют логическую формулу $Y_1 = \bar{X}_1 \times X_2, Y_2 = X_1 \times X_2$ и образуют двоичное дерево. Для выполнения транспозиции вектора из N бит необходимо $S_k = 2N(1 - \frac{1}{2N})$ – элементов.

Для форматирующего преобразования $\bar{y} = R(\bar{x}, \bar{\gamma})$ существует обратное $\bar{x} = R^{-1}(\bar{y}, \bar{\gamma})$, причем $R(\bar{x}, \bar{\gamma}) == R^{-1}(\bar{x}, \bar{\gamma})$, то есть повторное использование данного преобразования переводит бинарный вектор \bar{x} в себя $\bar{x} = R(R(\bar{x}, \bar{\gamma}), \bar{\gamma})$.

Акселератор битовых перестановок сервера форматирования данных работает следующим образом. По переднему фронту сигнала генератора тактовых импульсов (ГТИ) на выход БР поступает текущий бит данных в формате хранения, текущий управляющий код загружается в регистр (УК) и поступает на уровни дешифратора перестановок (ДП), с выходов которых управляющий сигнал поступает на соответствующий вход разрешения записи двойного буферного регистра накопления и хранения форматированных данных. По заднему фронту сигнала генератора тактовых импульсов данные со входа регистра (ПИ) записываются в соответствующую ячейку БР. Процесс повторяется N раз, после чего БР оказывается полностью заполненным, операция транспозиции блокируется, и выполняется операция записи транспонированных данных во второй БР. Перед записью во второй БР осуществляется проверка отсутствия в нем данных, в противном случае выполняется необходимое число тактов ожидания. После процедуры записи транспозиции подвергается следующий пакет данных. Условием продолжения процесса транспозиции является наличие данных в регистрах ПИ, УК и наличие свободных элементов регистра БР. При своевременном поступлении данных полный цикл транспозиции выполняется за N тактовых импульсов. Для исключения возможности потери информации обмен данными между модулями построен по стандартной схеме запрос-подтверждение-дезактивация. Модули УК и ДП, БР и ДП, БР и ПИ соединены между собой шинами данных и линиями управления *TXD* и *RXD*. Управляющие коды модуля УК подаются на ДП с использованием $K = \log_2(N)$ – разрядной шины данных. Остальные шины данных бинарные. Предлагаемое выполнение акселератора позволяет обеспечить высокоскоростное преобразование форматов данных.

Моделирование асинхронных режимов работы аппаратного акселератора битовых перестановок сервера форматирования данных проводилось с использованием *TLM* (*Transaction-Level Model*) модели в среде *SYSTEMC* [3].

Целью исследований являлось определение оптимальных по быстродействию режимов работы и определение предельных скоростей форматирования данных.

Основная задержка сигнала Δt происходит на логических уровнях дешифратора перестановки. Эта задержка увеличивается с увеличением длины бинарного вектора данных $(x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_N)$, $\Delta t = \tau \log_2(N)$, где τ – задержка на логическом элементе SEL . При этом прямое и обратное преобразование занимают одинаковое время и могут выполняться одним и тем же блоком.

На рис. 3 приведены кривые зависимости скорости выходного потока данных от пропускной способности $S_{вх}$ канала входных данных. Результаты получены для различных значений частот генератора тактовых импульсов $f = 1$ ГГц, $f = 2,5$ ГГц. Для кривых 1, 2 пропускная способность канала передачи управляющих кодов S_c равна пропускной способности канала передачи данных. Кривая 3 получена для $S_{вх} = 1,1 S_k$.

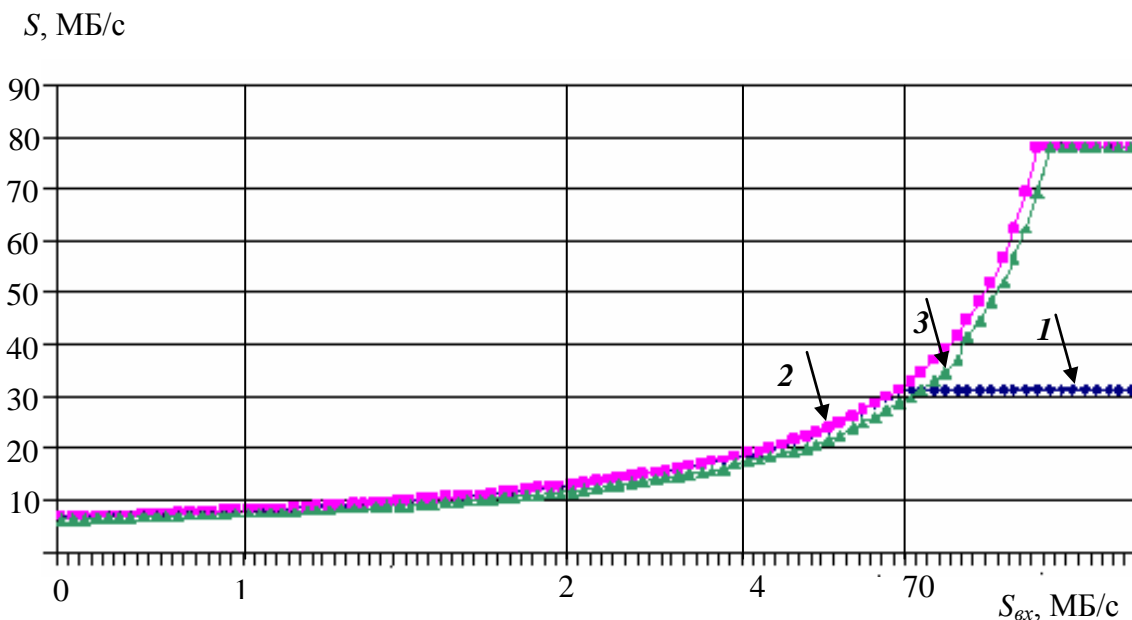


Рис. 3. Зависимости скорости форматирования данных методом перестановки от пропускной способности канала входных данных для различных частот генератора тактовых импульсов: 1 – $f = 1$ ГГц, 2 – $f = 2,5$ ГГц, 3 – $f = 2,5$ ГГц

При малой пропускной способности канала входных данных, $S_{вх} < 35$ МБ, кривые сливаются. Время на преобразование составляет $\Delta t^* = 1/f$. При тактовой частоте $f = 2,5$ ГГц и $N = 256$, допустимая задержка на логический элемент SEL составляет не более $\tau = \Delta t^* / \log_2(N) = 0,1$ нс. При данной частоте тактового генератора скорость форматирования составляет около $S \approx 78$ МБ/с.

Скорость передачи управляющих кодов по K -разрядной шине должна быть не ниже скорости последовательной передачи данных. Если частота генератора тактовых импульсов $f > 3,8 S_0$ (где $S_0 = \min(S_k, S_{вх})$; S_k – максимальная частота передачи K -разрядных управляющих кодов; $S_{вх}$ – максимальная частота передачи битов данных), то скорость форматирования определяется величиной $S = \frac{S_0}{8} B/c$. В противном случае максимальная скорость форматирования определяется частотой генератора тактовых импульсов и составляет $S = \frac{f}{33} B/c$.

При использовании существующей элементной базы, исследуемый аппаратный акселератор может частично использовать ресурс стандарта *PCI-E* [4], обеспечивая скорость передачи данных 80 МБ/с. При необходимости увеличения скорости следует применять схему параллельного форматирования данных с использованием блока преобразования последовательного кода в параллельный.

Блок-схему акселератора с последовательной передачей входных данных нетрудно адаптировать к параллельной передаче. В этом случае входной *FIFO* стек ПИ должен иметь разрядность M , где M – разрядность выходной шины интерфейса. Дешифратор перестановки разрядности M состоит из M одноразрядных дешифраторов ДП (рис. 2). Регистр управляющих кодов должен иметь разрядность $K \times M$, обеспечивая одновременную работу M одноразрядных дешифраторов перестановок. Анализ скорости форматирования данных в этом случае показывает, что она возрастает приблизительно в M раз. Для акселератора с тактовой частотой $f = 2,5$ ГГц и разрядностью $M = 16$ скорость форматирования данных будет равна $S \approx 1,28$ ГБ/с.

В работе [5] для обеспечения повышенного уровня информационной безопасности в распределенных реляционных СУБД предлагалось применять архитектуру ПЭВМ с использованием системы массового обслуживания на базе спецпроцессоров, осуществляющих содержательную обработку запросов легитимных пользователей системы. Высокая скорость преобразования форматов данных аппаратного акселератора сервера форматирования дает возможность построения системы, в которой коммерческий высокопроизводительный процессор осуществляет функции не только файлового и административного серверов управления системой массового обслуживания, но и сервера виртуальной памяти для хранения промежуточных результатов обработки запросов пользователей системы.

Таким образом, в работе предложено унифицированное решение, блок-схема и модель аппаратного акселератора, реализующего формирующую функцию методом перестановок, параметрически

адаптируемую к заданной паре исходного и результирующего представлений (форматов) структур данных. Максимальная скорость форматирования с использованием 16 разрядной шины данных $S \approx 1,28$ ГБ/с при допустимой задержке на логический вентиль дешифратора перестановок $\tau = 0,1$ нс. Максимальная скорость форматирования с последовательной битовой шиной данных $S \approx 80$ МБ/с при допустимой задержке на логический вентиль дешифратора перестановок $\tau = 0,1$ нс. Обратное форматирующее преобразование выполняется с теми же скоростями аналогичным аппаратным акселератором сервера форматирования данных.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Шнайдер Б. Прикладная криптография: протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. 2-е изд. / Под редакцией П.В. Семьянова. М., 2002.
- 2 Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н. Модуль сервера форматирования в распределенных реляционных СУБД с повышенным уровнем ИБ НАДЕЖНОСТЬ И КАЧЕСТВО // Тр. междунар. симп. / Под ред. Н.К. Юркова. Пенза, 2006. Том 1.
- 3 IEEE Standard SystemC[®] Language Reference Manual Version 2.2. ISBN 0-7381-4871-7 SH95505. <http://www.systemc.org>
- 4 Usselman R. USB Function IP Core Rev. 1.5 January 27, 2002. <http://www.opencores.org>
- 5 Молодченко Ж.А., Сотов Л.С., Харин В.Н. Модуль генерации форматирующих сред в распределенных реляционных СУБД // Тр. междунар. симп. / Под ред. Н.К. Юркова. Пенза, 2006. Том 1.

УДК 681.3.001.57

КОНЦЕПЦИЯ ТСВ-ПЛАТФОРМЫ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННО ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

Л.С. Сотов, В.Н. Харин

Саратовский государственный университет

В работе предложен метод формирования доверенной среды высокопроизводительных ЭВМ на аппаратном уровне. При этом высокопроизводительная ЭВМ имеет доступ только к данным в формате хранения, содержательная обработка выполняется модулем *DBSE (Data Base Security Engine)*. Это позволяет обеспечить защиту от утечки конфиденциальной информации на аппаратном уровне и сохранить высокую производительность системы в целом.

The concept of the TCB platform for the distributed special purpose computing systems

L.S. Sotov, V.N. Harin

In this message the method of formation of the entrusted environment of high-efficiency COMPUTERS at a hardware level is offered. Thus the high-efficiency COMPUTER has access only to data in a format of storage, substantial processing is carried out by module DBSE (Data Base Security Engine). It allows to provide protection against outflow of the confidential information at a hardware level and to keep high efficiency of system as a whole.

Современный этап развития отечественных информационно-вычислительных систем (ИВС) характеризуется широким использованием коммерческих высокопроизводительных ЭВМ и серверных конфигураций на их основе. Архитектуру коммерческого сервера можно представить как иерархию виртуальных машин, вершиной которой является уровень прикладных программ, а основанием цифровой логический уровень [1]. Для комплексного обеспечения информационной безопасности (ИБ) необходимо, чтобы каждый из уровней представлял собой доверенную среду (ТСВ). Большинство работ по информационной безопасности посвящено формированию доверенной среды и обеспечению информационной безопасности на уровне операционной системы и выше. Обеспечение информационной безопасности на цифровом логическом уровне (аппаратное обеспечение), уровне микроархитектуры и уровне архитектуры набора команд должен гарантировать производитель информационно вычислительных средств. При этом необходимо учитывать, что граница между программным и аппаратным обеспечением условна [2], и с точки зрения информационной безопасности аппаратное и программное обеспечение эквивалентны.

Использование высокоинтегрированных аппаратных средств зарубежного производства, необходимых для обеспечения функциональных возможностей системы, создает угрозу и предъявляет специфические требования к концепции построения системы информационной безопасности. Следует учитывать, что противник, а им могут быть, например, спецслужбы стран-производителей оборудования, может и будет использовать все возможности, заложенные в архитектуру ИВС. В этой ситуации программные средства защиты бессильны против закладок, выполненных на уровне архитектуры процессора [3].

Для обеспечения заданного уровня информационной безопасности и сохранения высокой производительности системы *предлагается* использовать двухуровневую архитектуру ПЭВМ с использованием системы *DBSE (Data Base Security Engine)* – устройства осуществляющего содержательную обработку запросов легитимных пользователей и содержащего высокопроизводительный аппаратный преобразователь информации. При этом коммерческая высокопроизводительная ЭВМ

осуществляет функции администрирования, файлового сервера, сервера виртуальной памяти, сервера коммуникаций и т.п., но не имеет непосредственного доступа к содержательной части данных. ЭВМ управляет распределением запросов в соответствии с принятой дисциплиной обслуживания. Представление сущностей данных производится в соответствии с концепцией динамического дуального форматирования. Передача задания и данных запроса на соответствующий спецпроцессор и прием от него релевантного результата производится в формате хранения (ФХ). Оперативная обработка представлений содержательной части запроса осуществляется спецпроцессором в оперативном формате (ОФ). Дуальное преобразование форматов осуществляется сервером форматирования (СФ), отвечающим требованиям, предъявляемым к ТСВ-компонентам системы.

Концепции построения защищенной ИВС базируются на следующих основных принципах:

1. Для обеспечения высокой производительности системы в ее состав должны входить высокопроизводительные коммерческие серверы, аппаратная часть которых не является доверенной средой.

2. Операционная система данных серверов должна включать систему безопасности.

3. Система безопасности должна преодолевать типичные угрозы СИБ в виде спорадических инициализаций недеklarированных функций аппаратной или/и программной частей системы, в результате чего может происходить:

- принятие ложного решения относительно подлинности претендента, осуществляющего вход в систему;
- нарушение конфиденциальности хранимой информации;
- блокировка работы системы;
- искажение информации в процессе обработки;
- разрушение хранимой информации.

4. Система безопасности должна строиться на основе интегрирования в ИВС аппаратных и программных средств (интеграционный подход обеспечения безопасности [4]).

5. Система защиты информации должна исключать возможность утечки сведений, составляющих государственную тайну с любой заданной степенью надежности.

6. Максимальным ущербом системы в результате реализации угроз является уменьшение производительности системы или возможное блокирование чисти ветвей системы.

Основные элементы модели ИВС представлены на рис. 1. ИВС состоит из множества объектов $\{S_i, i \in 1, \dots, N\}$ типа сервер системы, множества объектов $\{K_j, j \in 1, \dots, M\}$ типа клиент системы, множества

объектов $\{C_k, k \in 1, \dots, L\}$ типа объект коммуникаций системы, множества объектов $\{D_m, m \in 1, \dots, P\}$ типа объект данных. Все объекты являются объектами контейнерного типа.

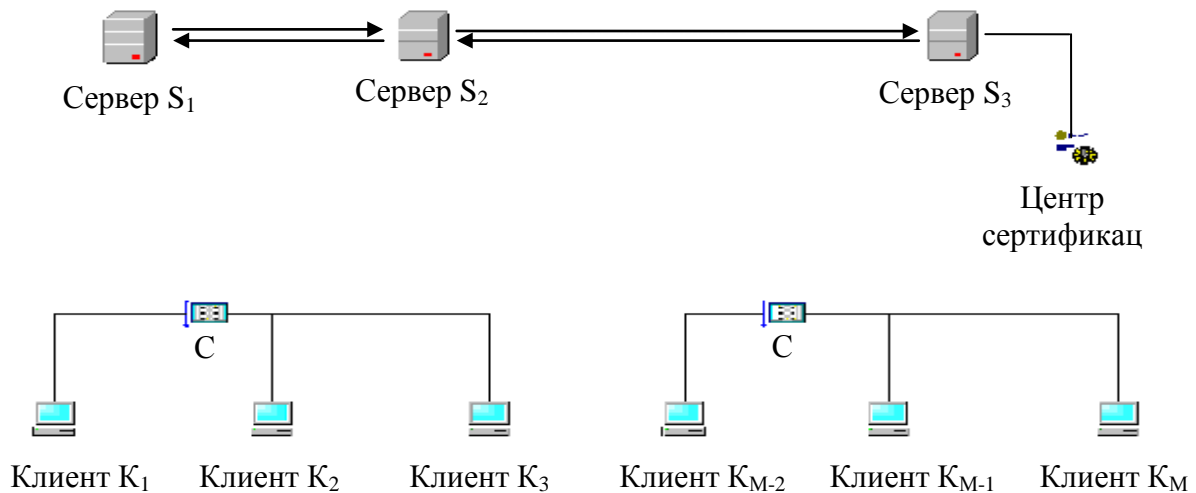


Рис. 1. Структура распределенной ИВС

Внутри объектов $\{K_j, j \in 1, \dots, M\}$, $\{C_k, k \in 1, \dots, L\}$ реализована доверенная среда.

Объекты $\{S_i, i \in 1, \dots, N\}$ содержат объекты, в которых реализована доверенная среда, и объекты, в которых эта среда отсутствует.

Все данные в системе делятся на конфиденциальные $\{D_m, m \in 1, \dots, P\}$ и общего назначения $\{O_m, m \in 1, \dots, Q\}$.

Основой обеспечения конфиденциальности информации является концепция динамического формирования представлений сущностей. Объекты $\{D_m, m \in 1, \dots, P\}$ представлены в двух форматах: $OF(D_m)$ (оперативный формат) и $FX(D_m)$ (формат хранения). Согласно политике информационной безопасности объекты данных в формате $OF(D_m)$ могут находиться только в доверенной среде, гарантирующей отсутствие спорадических инициализаций недеklarированных функций аппаратной или/и программной частей системы.

Необходимым условием обеспечения ИБ является построение доверенной среды, включающей программные и аппаратные средства. Программное обеспечение системы должно базироваться на пакетах с открытым исходным кодом, прошедших экспертную проверку на предмет безопасности. Однако СУБД содержат в своем составе аппаратные средства различных производителей, включая зарубежных, и если рассматривать производителей оборудования распределенной СУБД, используемой для обработки конфиденциальной информации, как противников, то их возможности по несанкционированным действиям в

системе, изначально содержащей доверенную программную среду, неограниченны.

Для решения этой проблемы в работе предложена концепция построения серверов $\{S_i, i \in 1, \dots, N\}$ информационно вычислительной системы с высокой степенью ИБ на базе двухуровневой DBES: $S_i = S_i^X \cup S_i^O$, где S_i^X – высокопроизводительный коммерческий сервер, S_i^O – сервер обработки конфиденциальных данных, аппаратная и программная среда этого сервера доверенная, т.е. все компоненты S_i^O удовлетворяют требованиям ТСВ. Сервер обработки конфиденциальных данных состоит из двух подсистем $S_i^O = SF \cup DBE''$: сервера форматирования и сервера обработки конфиденциальных данных в оперативном формате. При такой архитектуре данные в оперативном формате $OF(D_m)$ обрабатываются в доверенной среде, что исключает утечку информации с любой заданной степенью вероятности. Хранение и передача данных осуществляется высокопроизводительным коммерческим сервером, составляющим второй уровень DBE. При этом данные находятся в формате хранения $FX(D_m)$. Преобразование форматов осуществляется путем дуального преобразования представлений сущностей данных на основе форматирующих множеств.

Рассмотрим строку длиной n бит из N битной последовательности, подлежащей хранению или обработке. Под форматом представления будем понимать матрицу инцидентий для отображений бинарных отношений транспозиции каждого бита исходной строки в соответствующий бит строки-приемника. Главная диагональ этой матрицы, представленная единичными элементами, соответствует отображению n -битовой строки самой на себя. Существует $n!$ преобразований формата для отображения представлений n -битной строки. Очевидно, что если выбирать определенным образом соответствующее отображение n -битной строки в виде формата представления при оперативной обработке, то содержательная интерпретация представления становится возможной только в том случае, если известно преобразование, переводящее рассматриваемую n -битную строку в формат оперативного отображения, т.е. в OF -формат.

Отсюда вытекает задача спорадической генерации элементов форматирующих множеств для реализации дуального динамического форматирования представлений n -битовых строк.

На рис. 2 представлена структурная схема дуального преобразования представлений сущностей данных на основе форматирующих множеств.

Если принять по умолчанию в качестве формата оперативной обработки один из элементов форматирующего множества, то для перевода n -битной строки в любой другой формат и обратного

преобразования требуется знание всего одного элемента форматирующего множества.

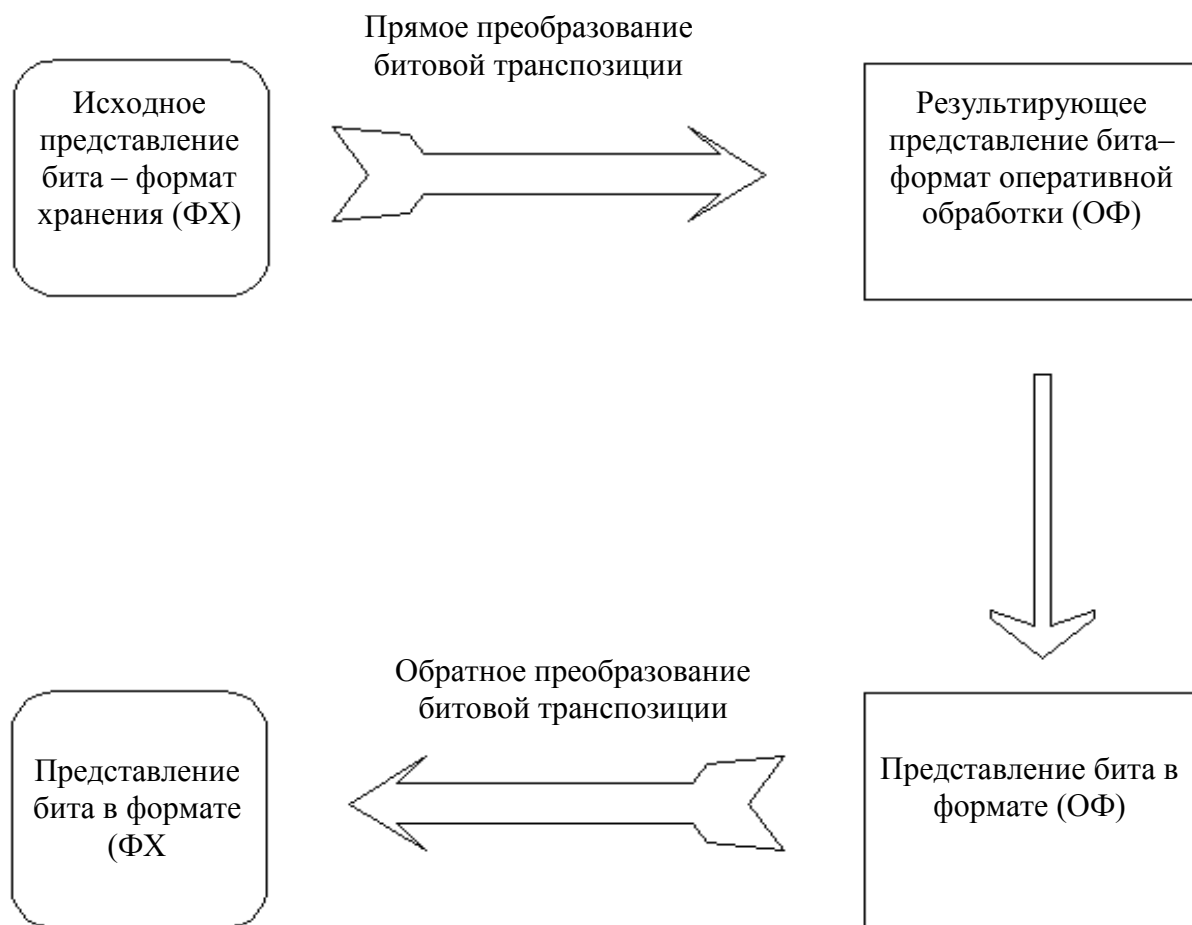


Рис. 2. Дуальное преобразование битовой транспозиции

Генерация элемента форматирующего множества из известного элемента этого множества может быть произведена с использованием генераторов псевдослучайных чисел. При битовой транспозиции, осуществляемой в соответствии со случайным выбором распределения битовых разрядов, задача синтеза полного набора элементов форматирующего множества может быть сведена к задаче формирования полного списка перестановок из n элементов.

Таким образом, обеспечивается защита от утечки информации с любой заданной степенью надежности.

Для предотвращения нарушения целостности конфиденциальных данных $\{D_m, m \in 1, \dots, P\}$ в системе определяются 2 области: конфиденциальных данных и данных общего назначения. Объекты $FX(D_m)$ имеют в своем составе информационное поле и поле, содержащее хеш-функцию. Объекты $FX(D_m)$ формируются подсистемой S_i^o ,

удовлетворяющей требованиям к ТСВ компонентам. Объекты $\Phi X(D_m)$ являются элементарными блоками транзакций конфиденциальных данных. Для проверки целостности $\Phi X(D_m)$ записываемых данных в систему интегрируются аппаратный контроллер, вычисляющий значение хеш функции. При обнаружении искажений данных, транзакция записи данных блокируется и на монитор безопасности выдается соответствующее уведомление. Проверку считанных данных $\Phi X(D_m)$ осуществляет подсистема сервера форматирования. При обнаружении искажений блок данных $\Phi X(D_m)$ игнорируется и на монитор безопасности выдается соответствующее уведомление.

Сервер форматирования (СФ) предназначен для дуального преобразования информации, обработанной матрицей спецпроцессоров СУБД в формат хранения (ФХ), и обратного преобразования в формат оперативной обработки (ОФ), удобный для обработки системой СМО. При этом используется формирующая среда длиной N_F , записанная на *flesh*-память и распределяемая между серверами распределенной СУБД по конфиденциальным каналам.

Сервер форматирования и матрица спецпроцессоров СУБД отвечают требованиям, предъявляемым к ТСВ-компонентам системы. Информация в формате хранения сложна для анализа, что обеспечивает информационную безопасность системы.

Таким образом, в работе предложена концепция построения распределенной информационно-вычислительной системы с использованием высокопроизводительных коммерческих процессоров и серверных конфигураций на их основе, отвечающих требованиям, предъявляемым к ТСВ (*Trusted Computing Base*) компонентам.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Таненбаум Э. Архитектура компьютера. 5-е изд. СПб., 2007.
- 2 *Vahid, F.* The Softening of Hardware // *IEEE Computer Magazine*. April 2003. Vol. 36. P. 27–34.
- 3 *Грушо А.А., Кузнецов Д.Ю.* Оценка возможностей реализации «враждебной» среды в электронной системе обработки данных // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. СПб., 2000. № 4.
- 4 *Отавин А.Д.* Интеграционный подход к разработке защищенных компьютерных систем // Проблемы информационной безопасности. Компьютерные системы. СПб., 2001. № 3.

СОВРЕМЕННОЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ ГЕТЕРОМАГНИТНЫХ МИКРОСИСТЕМ

А.А.Игнатьев, А.В. Ляшенко, И.В. Митин

ОАО «НИИ-Тантал»

В данной работе показаны возможности измерительного комплекса, собранного в ОАО «НИИ-Тантал» на базе измерительного оборудования компаний «*Agilent Technologies*» и «*Cascade Microtech*», предназначенного для измерения полного набора электрических параметров гетеромагнитных устройств в широкой полосе рабочих частот и при больших значениях магнитных полей.

The modern measuring equipment of the control of parameters of heteromagnetic microsystems

A.A. Ignatiev, A.V. Lyashenko, I.V. Mitin

The possibilities of measuring complex, gathered in “SRI-Tantal” on the measuring equipment of companies «*Agilent Technologies*» and «*Cascade Microtech*», intended for measuring of full set of electrical parameters of heteromagnetic devices in the wide band of fundamental frequency and on high values of magnetic fields are presented in the article.

Целью данной работы является демонстрация возможностей уникального измерительного комплекса, созданного в ОАО «НИИ-Тантал» на базе современных средств измерений компании «*Agilent Technologies*» и «*Cascade Microtech*» для проведения измерений параметров гетеромагнитных устройств.

Основные задачи при создании измерительного комплекса для измерения гетеромагнитных устройств:

– получение набора параметров в максимальной полосе рабочих частот, которые необходимы для полного цикла разработки, проектирования и изготовления гетеромагнитных устройств;

– возможности проводить измерений параметров в условиях больших магнитных полей, присущих для данного направления СВЧ-электроники.

Для проведения НИОКР по разработкам новых типов гетеромагнитных преобразователей (ГМП) физических величин, гетеромагнитных датчиков (ГМД) микросистем [1–4] необходима современная измерительная аппаратура, обеспечивающая контроль параметров и характеристик в терминах используемых САПР. Разрабатываемые ГМП и ГМД имеют САПР, расширенный динамический диапазон изменений амплитуд сигналов-откликов, частот, фаз.

В ГМП и ГМД необходимо применять новые материалы полупроводниковой микроэлектроники, плёночные монокристаллические ферриты, включая многослойные, различные проводящие, диэлектрические адгезионные покрытия, и др. Автогенераторные схемы ГМП и ГМД определяют требования к измеряемым усилительным каскадам, магнитоэлектронным элементам связи, смесителям и другим элементам. В данной статье представлены краткие характеристики и возможности измерительного оборудования, которое может быть использовано для контроля параметров и характеристик транзисторов, МИС, ГМП, ГМД, ЛЗ, смесителей и др. устройств, а также материалов, используемых при производстве таких устройств.

Для измерения комплексных S -параметров в широком диапазоне частот, вплоть до миллиметрового диапазона, а также величин, рассчитанных на их основе, может быть использован измерительный комплекс на базе векторного анализатора цепей серии PNA, N5250A («Agilent Technologies», США) и прецизионной станции точного позиционирования Summit 9101 (Cascade Microtech, США). Для спектрального анализа в широкой полосе частот гетеромагнитных устройств усилительного, генераторного или преобразовательного типов может быть использован анализатор спектра серии PSA, E4448A («Agilent Technologies», США).

1. Векторный анализатор цепей серии PNA, N5250A

1.1. Краткие характеристики анализатора [5].

1.1.1. Рабочий диапазон частот анализатора составляет от 10 МГц до 110 ГГц с возможностью расширения верхних частот до 500 ГГц за счёт переносчиков частоты фирмы «Olesson». Переносчики частоты имеют следующие волноводные исполнения:

- волновод WR06 для диапазона частот 110 ГГц ÷ 170 ГГц;
- волновод WR05 для диапазона частот 140 ГГц ÷ 220 ГГц;
- волновод WR03 для диапазона частот 220 ГГц ÷ 325 ГГц;
- волновод WR02.2 для диапазона частот 325 ГГц ÷ 500 ГГц.

1.1.2. Максимальная мощность источника от 0 до –22 дБм в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц.

1.1.3. Динамический диапазон системы от 63 до 120 дБ в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц.

1.1.4. Уровень собственных шумов приёмника от –71 до –120 дБм в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц.

1.1.5. Минимальная мощность источника на 25 дБ ниже уровня максимальной мощности.

1.1.6. Коаксиальный тип входных разъемов сечением 1,0/0,4 мм.

1.1.7. Для калибровки анализатора используется калибровочный набор мер 85059А с коаксиальным сечением 1,0/0,4 мм. Погрешность калибровки модуля S-параметров с помощью набора 85059А составляет 1-5%. Погрешность калибровки фазы S-параметров с помощью набора 85059А не превышает 2°.

1.2. Измеряемые параметры.

1.2.1. Модуль и фаза комплексных S-параметров (S11, S12, S21, S22).

1.2.2. Групповое время запаздывания.

1.2.3. Импеданс.

1.2.4. Измерение S-параметров во временной области. В данном режиме измерений анализатор осуществляет преобразования: частотная область-временная область-частотная область. Такие измерения дают возможность анализировать различные составляющие сигнала устройств, имеющих несколько каналов прохождения или отражения сигнала.

1.2.5. Антенные измерения в диапазоне частот:

- измерение параметров антенн в ближней зоне;
- измерение параметров антенн в дальней зоне (диаграмма направленности антенны);

- измерение эффективной площади рассеяния;

- измерение поляризации отраженной и прошедшей волны.

1.2.6. Измерение оптических модуляторов и АЧХ фотодиодов.

2. Прецизионная станция точного позиционирования Summit 9101

2.1. Прецизионная станция точного позиционирования Summit 9101 позволяет проводить зондовым методом измерения параметров, приведённых для векторного анализатора цепей N5250А, непосредственно на кристалле или пластине.

2.2. Краткие характеристики.

2.2.1. Рабочий диапазон частот станции составляет от 10 МГц до 110 ГГц с возможностью расширения верхних частот до 220 ГГц за счёт использования сменных зондовых измерительных устройств в волноводном исполнении.

2.2.2. Максимальная измеряемая СВЧ мощность составляет 0,25 Вт.

2.2.3. Расстояние между измерительными зондами составляет 150 мкм.

2.2.4. Минимальный размер контактных площадок высокочастотных входов измеряемых устройств 50×50 мкм.

2.2.5. Минимальный размер контактных площадок входов питания измеряемых устройств 100×100 мкм.

2.2.6. Минимальный размер измеряемых устройств 150 мкм.

2.2.7. Максимальный размер измеряемых устройств 150 мм.

2.2.8. Для калибровки измерений используется калибровочный набор мер 104-783. Погрешность калибровки модуля S-параметров с помощью набора 104-783 в диапазоне частот от 10 МГц до 67 ГГц не превышает 0,1 дБ, а в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц не превышает 0,2 дБ. Погрешность калибровки фазы S-параметров с помощью набора 104-783 в диапазоне частот от 10 МГц до 110 ГГц не превышает 2°. На рис. 1 представлена схема расположения измерительных зондов станции и контактных площадок измеряемых гетеромагнитных устройств с габаритными размерами.

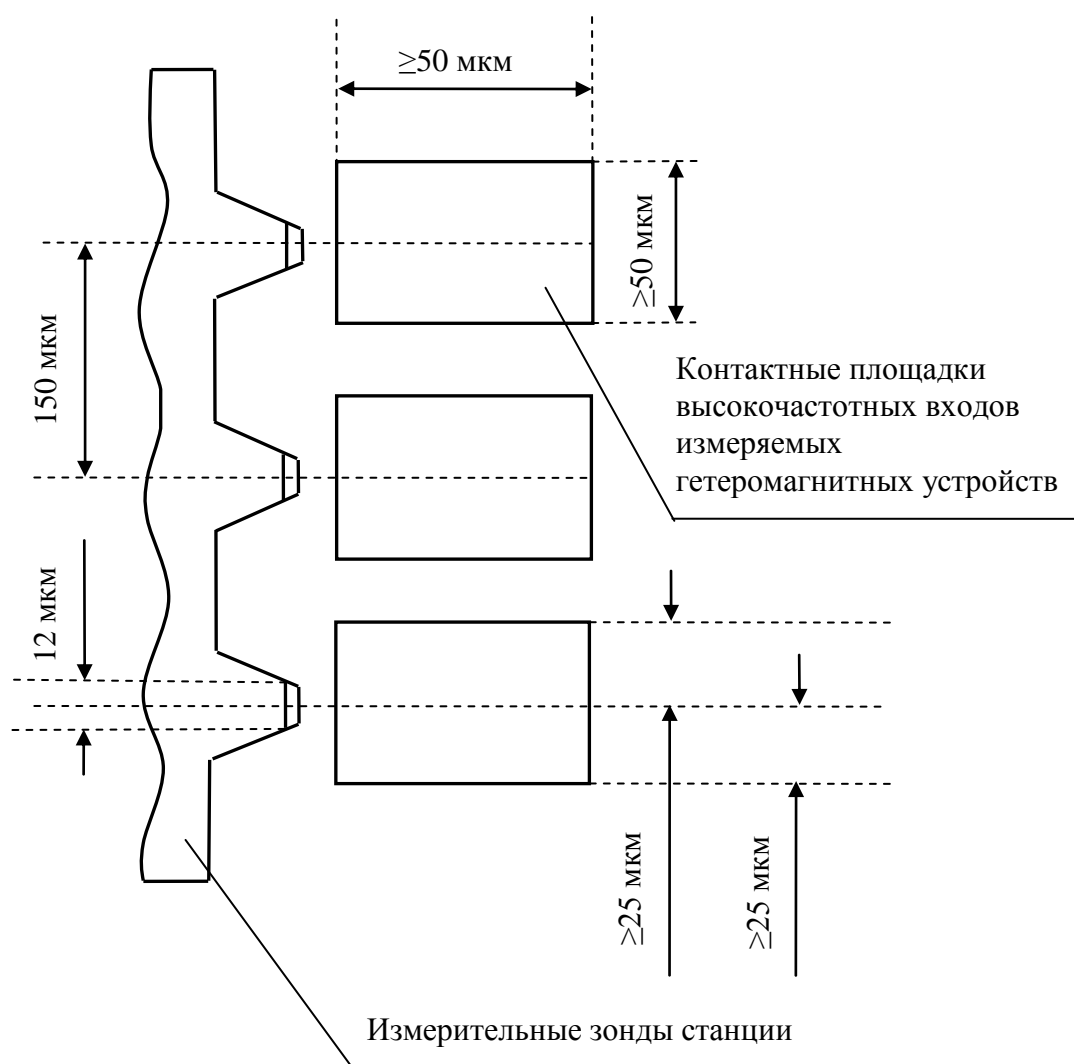


Рис. 1. Схема расположения измерительных зондов станции и контактных площадок, измеряемых гетеромагнитных устройств (вид сверху)

3. Опорно-поворотный стенд модели ST 1112 LT

3.1. Радиус стола 0,2–0,4 м.

3.2. Максимальная полезная нагрузка 100 кг.

3.3. Максимальная угловая скорость 1000–10000°/сек.

3.4. Биения не превышают 1 угл. сек.

4. Векторный анализатор цепей серии PNA, E8361A

4.1. Краткие характеристики анализатора (см. Техническую спецификацию на прибор).

4.1.1. Рабочий диапазон частот анализатора составляет от 10 МГц до 67 ГГц.

4.1.2. Максимальная мощность источника от +2 до –8 дБм в диапазоне частот от 10 МГц до 67 ГГц.

4.1.3. Возможность увеличения СВЧ мощности источника до 0,5–1 Вт в диапазоне частот от 2 до 26 ГГц и до 20–100 мВт в диапазоне частот от 2 до 50 ГГц за счёт приобретения дополнительных усилителей.

4.1.4. Динамический диапазон системы от 65 до 123 дБ в диапазоне частот от 10 МГц до 67 ГГц.

4.1.5. Уровень собственных шумов приёмника от –72 до –121 дБм в диапазоне частот от 10 МГц до 67 ГГц.

4.1.6. Минимальная мощность источника на 75 дБ ниже максимальной мощности.

4.1.7. Коаксиальный тип входных разъемов сечением 1,85/0,8 мм.

4.2. Измеряемые параметры.

4.2.1. Модуль и фаза комплексных S-параметров (S11, S12, S21, S22).

4.2.2. Групповое время запаздывания.

4.2.3. Импеданс.

4.2.4. Абсолютное значение выходной мощности устройств усилительного и преобразовательного типа.

4.2.5. Уровень компрессии.

4.2.6. Интермодуляционные искажения и уровень гармоник.

4.2.7. Измерение параметров смесителей и преобразователей частоты (коэффициент преобразования, фаза преобразования, абсолютное значение группового времени запаздывания, относительное значение фазы).

4.2.8. Измерение S-параметров импульсных устройств (радиоимпульсные измерения).

4.2.9. Измерение S-параметров во временной области.

Осуществляет преобразования частотная область-временная область-частотная область.

4.2.10. Антенные измерения в диапазоне частот:

- измерение параметров антенн в ближней зоне;
- измерение параметров антенн в дальней зоне (диаграмма направленности антенны);
- измерение эффективной площади рассеяния;
- измерение поляризации отраженной и прошедшей волн;
- импульсные измерения параметров антенн.

4.2.11. Измерение оптических модуляторов и АЧХ фотодиодов.

4.2.12. Измерение параметров материалов в диапазоне частот:

– измерение комплексных параметров диэлектрической и магнитной проницаемости веществ;

– наблюдение данных в действительном и мнимом форматах, а также в форматах тангенса угла потерь и Коул-Коула.

Для измерения твёрдых (в диапазоне от 200 МГц до 20 ГГц, разъем 3,5/1,5мм) или жидких (в диапазоне от 500 МГц до 50 ГГц, разъем 2,4/1,04мм) материалов используется пробники 85070Е, технические характеристики которых представлены в таблице.

Технические характеристики диэлектрических пробников 85070Е

Техническая характеристика	Типы пробников	
	Высокотемпературный пробник	Удлиненный пробник
Частотный диапазон (номинальный)	200 МГц–20 ГГц максимум ограничен свойствами исследуемых материалов $< 110/\epsilon_r^* $ ГГц	500 МГц–50 ГГц максимум ограничен свойствами исследуемых материалов $< (265-j125)/\sqrt{\epsilon}^* $ ГГц
Температурный диапазон	–40°С...+200°С	0°С...+125°С
Скорость изменения температуры	< 10 град/мин	< 10 град/мин
Наружный диаметр	19 мм	2,2 мм
Погружаемая длина	35 мм	200 мм
Тип коаксиального соединителя	3,5 мм (вилка)	2,4 мм (вилка)
Повторяемость и разрешение	В 2 или в 4 раза выше точности	В 2 или в 4 раза выше точности
Требования к тестируемому материалу	Не ограничен по размерам, не магнитный ($\mu_r^*=1$), изотропный (однородной ориентации), однородный по составу (не композитный), полутвёрдые или твёрдые материалы с качеством обработки поверхности не хуже ± 100 микродюймов	Не ограничен по размерам, не магнитный ($\mu_r^*=1$), изотропный (однородной ориентации), однородный по составу (не композитный), жидкие и полутвёрдые материалы
Требования к образцам	Диаметр: более 20 мм; толщина: $> 20/\sqrt{\epsilon_r^*} $ мм; размер зерна: < 0,3 мм; максимальное значение ϵ_r' : < 100 минимальное значение тангенса угла потерь:	Исследуемое вещество должно окружать торцевую поверхность пробника на расстоянии не менее 5 мм; максимальное значение ϵ_r' : < 100

Техническая характеристика	Типы пробников	
	Высокотемпературный пробник	Удлиненный пробник
	> 0,05	минимальное значение тангенса угла потерь: > 0,05
Точность (типичная) ¹	для ϵ_r' : $\pm 5\%$ от значения $ \epsilon_r^* $ для ϵ_r''/ϵ_r' : $\pm 0,05^2$	для ϵ_r' : $\pm 5\%$ от значения $ \epsilon_r^* $ для ϵ_r''/ϵ_r' : $\pm 0,05^2$

Примечание 1. Практический частотный диапазон, точность и разрешение зависят от свойств исходного материала. Табличные значения приведены для температуры $23\pm 3^\circ\text{C}$ без учёта погрешности калибровки коаксиальных кабелей и переходов.

2. Не рекомендуется для измерений материалов с низкими потерями (тангенс угла потерь $< 0,5$) и $\epsilon_r' > 5$.

5. Анализатор спектра серии PSA, E4448A

5.1. Краткие характеристики анализатора [5].

5.1.1. Рабочий диапазон частот анализатора от 3 Гц до 50 ГГц с возможностью расширения верхних частот до 325 ГГц за счёт внешних преобразователей.

5.1.2. Полоса пропускания от 1 Гц до 8 МГц.

5.1.3. Средний уровень собственных шумов (чувствительность) от -110 до -155 дБм в диапазоне от 3 Гц до 50 ГГц.

5.1.4. Максимально безопасный уровень входного сигнала +30 дБм (1Вт).

5.1.5. Наличие входного электронного аттенюатора 70 дБ с шагом регулировки 2 дБ.

5.1.6. Неравномерность частотной характеристики ± 1 дБ (при входном аттенюаторе 10 дБ).

5.1.7. Коаксиальный тип входных разъемов сечением 2,4/1,04 мм.

На рис. 2, 3 представлены результаты измерений на анализаторе E8361A коэффициента передачи и КСВ элемента связи на основе железиттриевого граната.

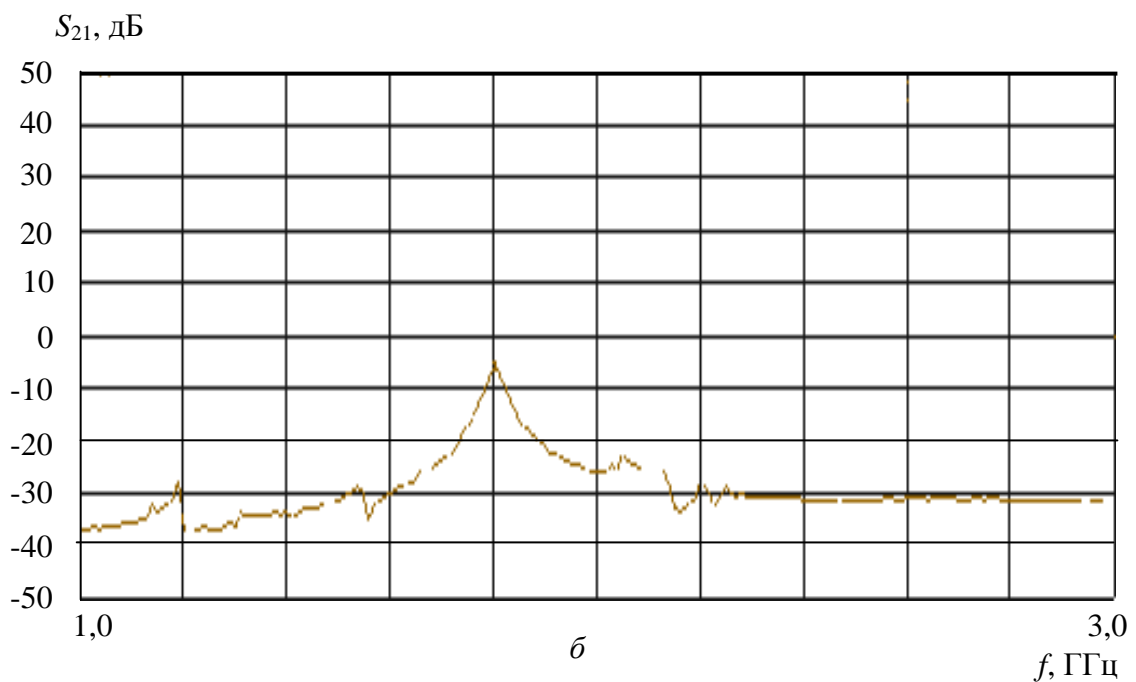
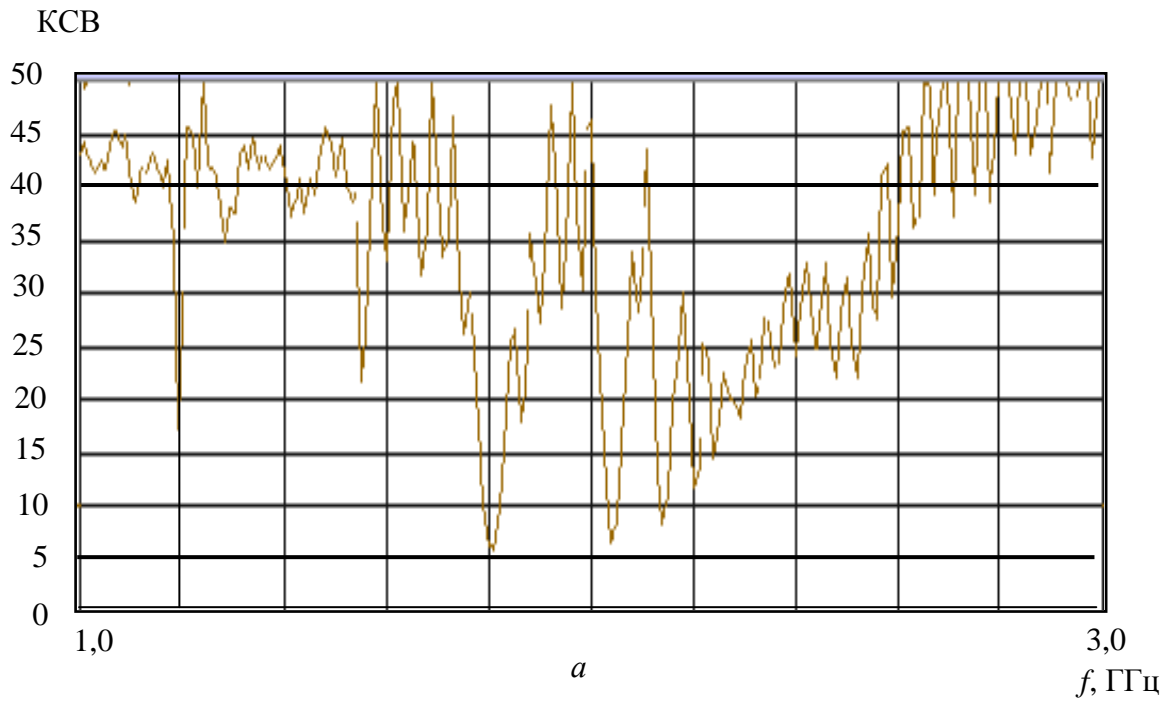


Рис. 2. Зависимость КСВ (а) и S_{21} (б) от частоты при $P_{вх} = 21$ дБм

Созданный в ОАО «НИИ-Тантал» измерительный комплекс для контроля параметров гетеромагнитных устройств способен обеспечить проведение измерений всего набора параметров, необходимых для полного цикла разработки, проектирования и изготовления гетеромагнитных устройств.

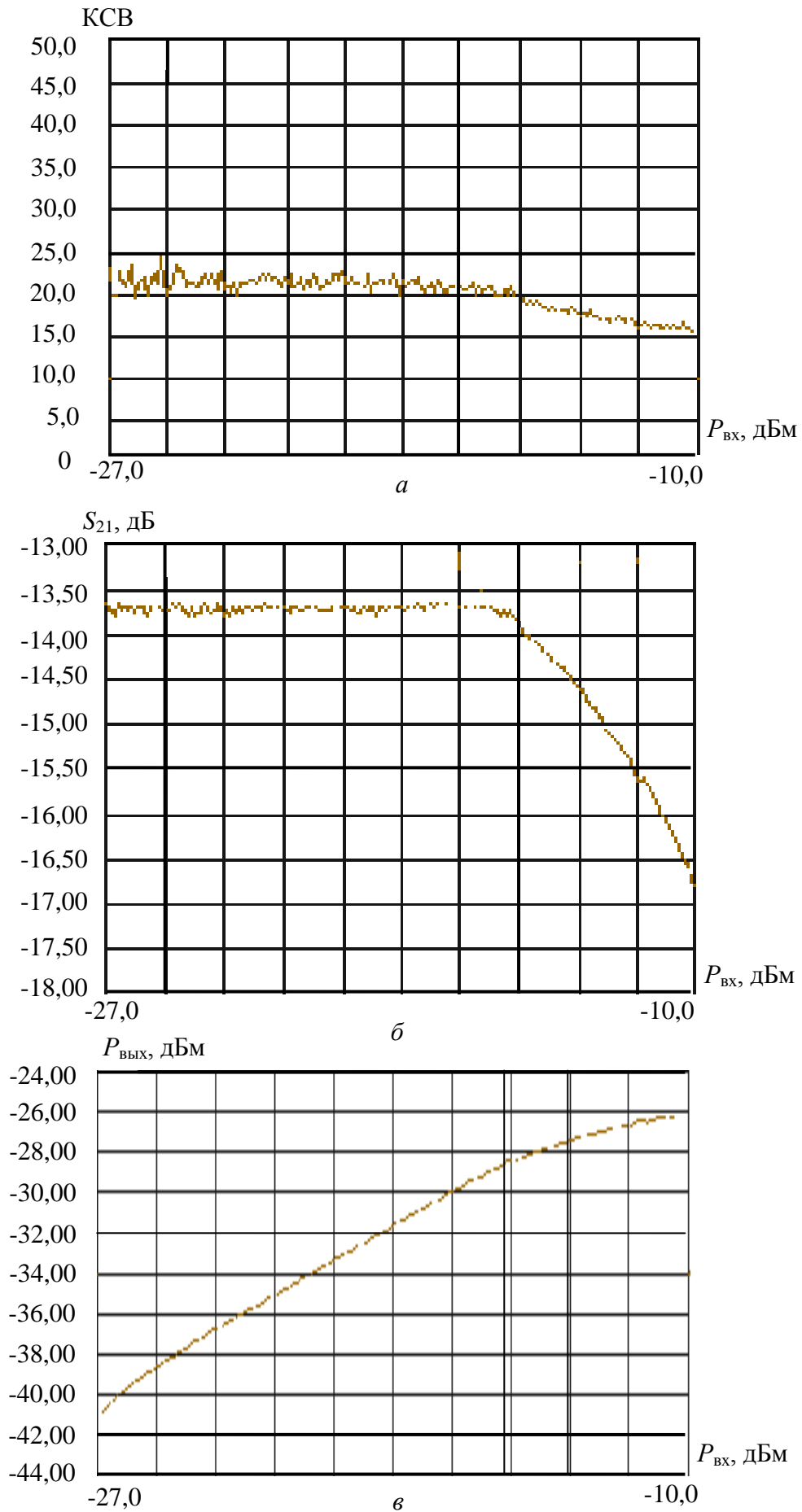


Рис. 2. Зависимость КСВ (а) и S_{21} (б) и $P_{вых}$ (в) от $P_{вх}$

Подтверждена возможность измерительного комплекса проводить измерения параметров гетеромагнитных устройств в условиях больших магнитных полей.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Гетеромагнитная микроэлектроника Вып. 1. Многофункциональные комплексированные устройства и системы СВЧ- и КВЧ- диапазонов: Сб. докл. и ст. науч.-техн. совещ. / Под. ред. проф. А.А. Игнатъева. Саратов, 2004.
2. Гетеромагнитная микроэлектроника. Вып. 2. Методы проектирования магнитоэлектронных устройств: / Сб. докл. и ст. II и III науч.-техн. совещ.. / Под общ. ред. проф. А.А. Игнатъева. Саратов, 2005.
3. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.* Магнитоэлектроника СВЧ-, КВЧ- диапазонов в плёнках ферритов. М., 2005.
4. *Игнатъев А.А., Ляшенко А.В.* Гетеромагнитная микроэлектроника. Микросистемы активного типа. М., 2006.

УДК 621.382.0206

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗБУЖДЕНИЯ СВЧ-КОЛЕБАНИЙ В МАГНИТНЫХ УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБКАХ НА МИКРОПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

А.В. Васильев, М.Н. Куликов, А.А. Игнатъев, И.В. Митин

ОАО «НИИ-Тантал»

Приведены результаты экспериментальных исследований особенностей резонансного возбуждения СВЧ-колебаний в магнитных углеродных нанотрубках на частотах до 25 ГГц. Они могут быть полезны для разработки устройств нанoeлектроники.

The experimental researchings of stimulation of uhf-oscillations in magnetic carbon nanotubes on microstrip devices

A.V.Vasilyev, M.N.Kulikov, I.V.Mitin

The results of experimental researchings on particulars of resonance stimulation of UHF-oscillations in magnetic carbon nanotubes on frequencies to 25 GHz are lead in the article. These results are useful for development of nanoelectronic devices.

Магнитные углеродные нанотрубки (МУНТ), разработанные в Белорусском государственном университете информатики и радиоэлектроники, представляют собой углеродные цилиндры диаметром порядка 40 нм и длиной 100 нм, наполненные цементитом (FeC). Такие

нанотрубки обладают ферромагнитными свойствами подобно ферритовым сферическим микрорезонаторам и эпитаксиальным плёнкам ферритов [1]. Нанотрубки выращиваются вертикально по отношению к подложке из кремния (Si) и размещаются над микрополосковой меандровой линией на подложке из арсенида галлия (GaAs) толщиной 100 мкм. Взаимное расположение элементов представлено на рис. 1.

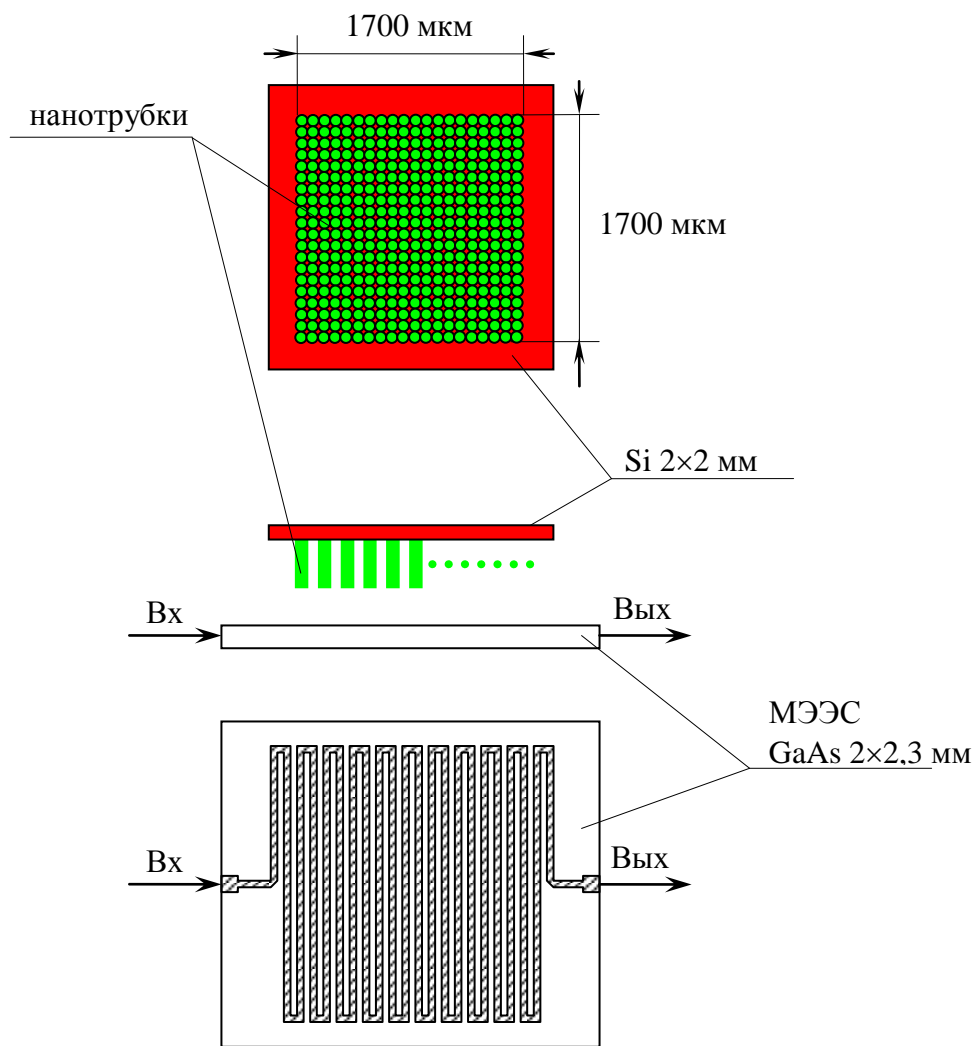


Рис. 1. Схематичное изображение нанотрубок на подложке и способ их размещения на магнитоэлектронном элементе связи

Электромагнитное поле микрополосковой линии вызывает прецессию вектора намагниченности в нанотрубках и на определенных частотах СВЧ-диапазона приводит к возникновению ферромагнитного резонанса (ФМР), в результате которого происходит резкое поглощение энергии электромагнитного поля и, соответственно, к уменьшению сигнала на выходе микрополосковой линии.

Блок-схема установки для исследования образцов МУНТ в диапазоне частот от 10 МГц до 24,4 ГГц изображена на рис. 2.

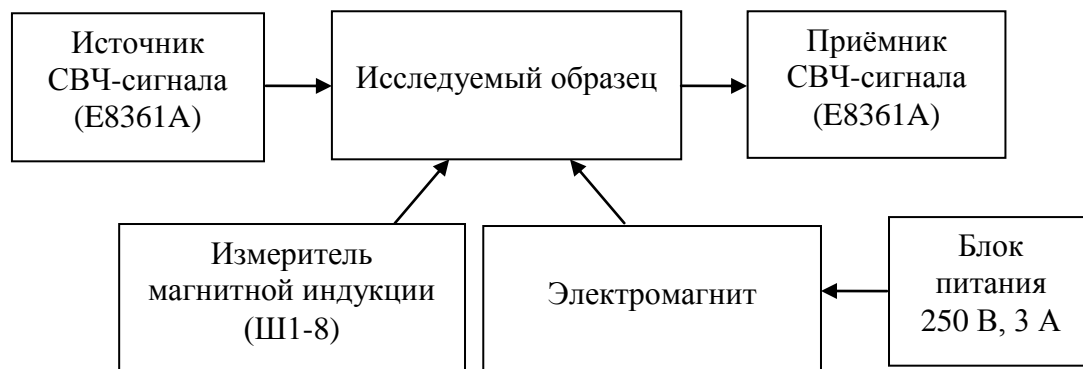


Рис. 2. Блок-схема установки для исследования образцов МУНТ в диапазоне частот от 10 МГц до 24,4 ГГц

Микрополосковая линия в корпусе с выводами энергии подключается к векторному анализатору цепей *Agilent E8361A*. Исследуемый образец помещается во внешнее магнитное поле так, что линии магнитной индукции направлены вдоль оси нанотрубок (рис. 1).

Питание электромагнита осуществляется от регулируемого источника постоянного тока (250 В, 3 А). Измерителем магнитной индукции Ш1-8 контролируется величина индукции магнитного поля электромагнита.

Для фиксированного магнитного поля снималась зависимость модуля коэффициента передачи $K = |S_{21}|$ от частоты. При изменении внешнего магнитного поля от 0,15 до 0,77 Тл были обнаружены пики поглощения сигнала на частотах: 6,7; 10,8; 14,6; 18,1; 19,9; 21,6 и 22,4 ГГц. На всех частотах, кроме последней, глубина пиков поглощения не превышала 1 дБ, а на частоте 22,4 ГГц изменения были весьма значительными.

На рис. 3 представлены типичные зависимости коэффициента передачи K от частоты f в диапазоне частот от 21,665 до 23,085 ГГц для различных значений внешнего магнитного поля B от 0 до 0,772 Тл.

Из рисунка видно, что взаимодействие электромагнитного поля с МУНТ имеет ярко выраженный резонансный характер.

На рис. 4 и 5 показаны зависимости частоты и глубины пика поглощения от индукции внешнего магнитного поля.

Зависимость резонансной частоты поглощения от индукции внешнего магнитного поля имеет нелинейный характер. Линейность наблюдается только при малых магнитных полях (до 0,2 Тл), причем крутизна перестройки частоты в этом случае составляет 0,5 Гц/нТл и уменьшается при больших полях. Соответственно и глубина пика

поглощения при малых магнитных полях увеличивается с ростом индукции поля, а при больших магнитных полях – уменьшается.

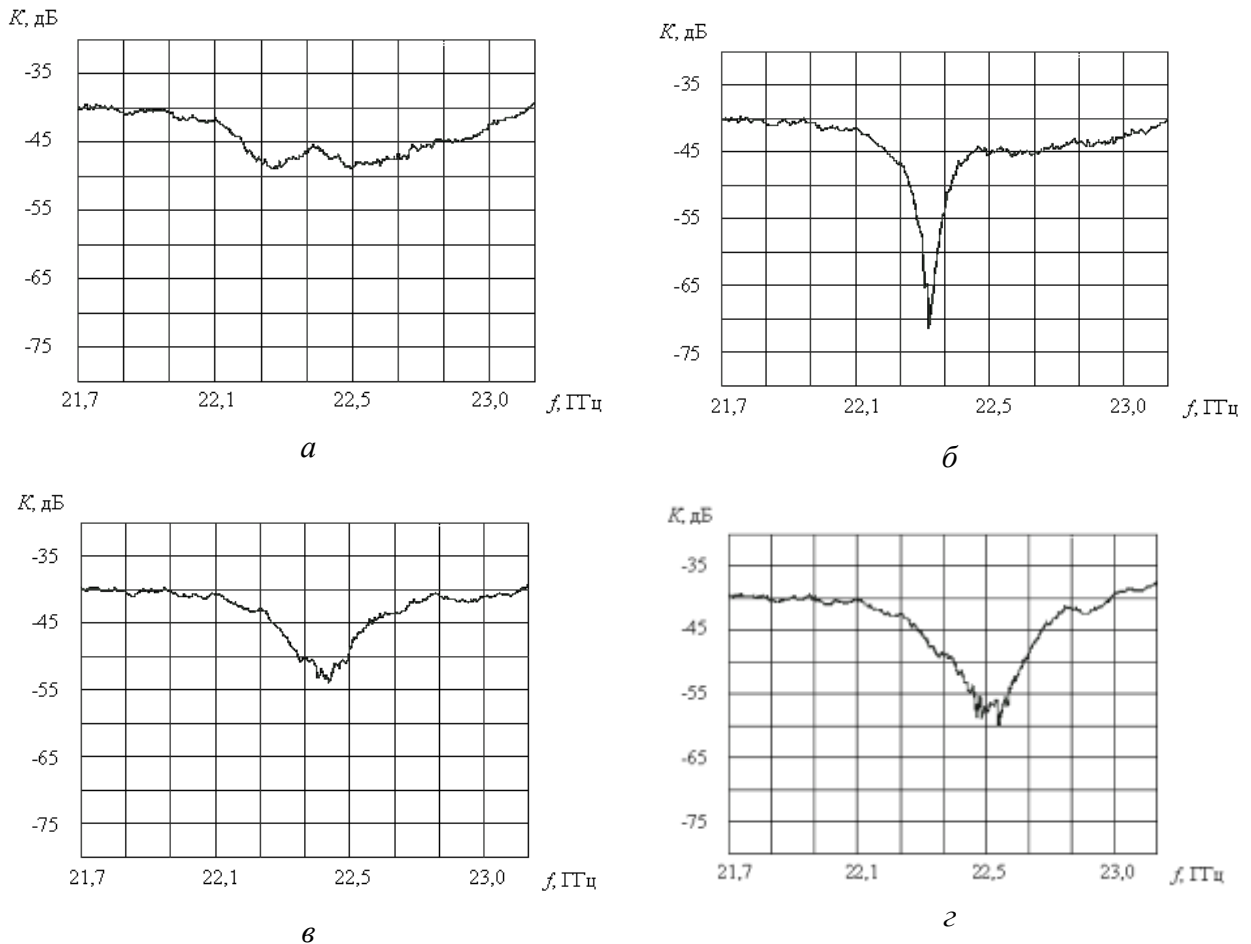


Рис. 3. Зависимость $K(f)$: *a* – при $B = 0$; *б* – при $B = 0,17$ Тл; *в* – при $B = 0,404$ Тл; *г* – при $B = 0,772$ Тл

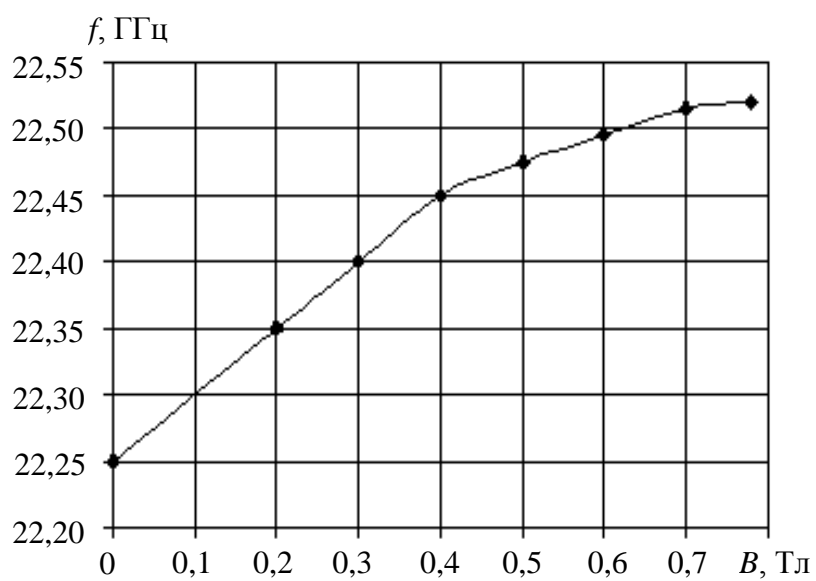


Рис. 4. Зависимость частоты резонансного взаимодействия от индукции внешнего магнитного поля

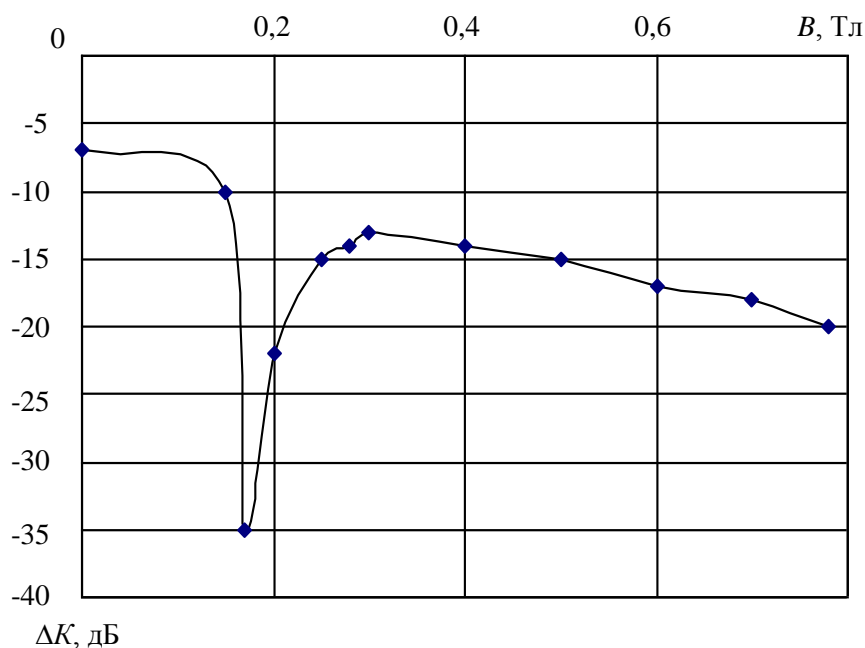


Рис. 5. Зависимость коэффициента передачи на пике поглощения от индукции внешнего магнитного поля

Из приведенных результатов можно сделать следующие выводы:

- в случае магнитных нанотрубок частота резонансного пика поглощения находится в диапазоне частот выше 20 ГГц, что соответствует высокому значению индукции насыщения магнитного материала нанотрубки, близкому к показателю для чистого железа;
- возможна перестройка частоты резонансного пика поглощения за счет изменения индукции внешнего магнитного поля;
- для исследованных образцов нанотрубок крутизна перестройки частоты составила 0,5 Гц/нТл.

Таким образом, полученные результаты показывают, что магнитные нанотрубки могут быть использованы в устройствах гетеромагнитной микроэлектроники вместо традиционных ферритовых структур, что позволит существенно улучшить их эксплуатационные характеристики и расширить область применения.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 *Игнатьев А.А., Ляшенко А.В.* Гетеромагнитная микроэлектроника. Микросистемы активного типа. М., 2007.

ПАТЕНТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ПО РАЗРАБОТКЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ, МАГНИТОТРАНЗИСТОРОВ И УСТРОЙСТВ НА ИХ ОСНОВЕ

А.А. Игнатъев, Л.Л. Страхова, С.П. Кудрявцева, А.Л. Хвалин

Саратовский государственный университет,

Приведены результаты патентных исследований в области разработки, использования и улучшения характеристик высокочастотных транзисторов, транзисторных высокочастотных генераторов. Особое внимание уделено транзисторным генераторам, (управляемым магнитным полем, и устройствам на их основе ЖИГ-смесителям, ЖИГ-фильтрам, ЖИГ-синтезаторам). Уровень достигнутых частот составляет десятки и сотни гигагерц.

**The patent researchings on development of high-frequency transistors,
magneto-transistors and based on them devices**

A.A. Ignatiev, L.L. Strakhova, S.P. Kudryavtseva, A.L. Khvalin

The results of patent researchs in the sphere of development, using and improving of characteristics of high-frequency transistors, transistor high-frequency oscillators are considered in the article. The particular attention is devoted to transistor oscillators, guided by magnetic field, and devices on it's base (YIG-mixers, YIG-filters, YIG-synthesizers).The level of achieved frequency value is tens and hundreds of GHz.

Предметом патентных исследований являются транзисторы в СВЧ-, КВЧ- и ТВЧ-диапазонах. Особое внимание при этом уделено магнитотранзисторам (МТ), которые являются базовыми элементами генераторов, усилителей и других устройств, управляемых магнитным полем.

Магнитотранзистор содержит базовый биполярный или полевой транзистор с ферритовым микрорезонатором. Так как резонансная частота ферритового микрорезонатора зависит от напряженности магнитного поля, то становится возможным управление параметрами МТ с помощью этого поля.

Эффективное взаимодействие ферритового микрорезонатора с подводными линиями передачи обеспечивается разработкой конструкции элемента связи.

Проведенные патентные исследования показали, что в данном направлении ведутся интенсивные работы в России, США, Англии, Германии, Японии. Из 81 отобранных по этой тематике патентов наибольшее количество (40) принадлежит США [1–81].

Распределение патентов по странам-заявителям отражено в таблице.

Распределение патентов по странам-заявителям

Страна	СССР и Росси я	США	Гер ман ия	Велико британи я	Франц ия	Япони я	PCT (WO)	ЕПВ (EP)
Общее	10	40	1	4	3	8	6	9
По ЖИГ- устройствам	–	9	–	2	–	–	2	–

Анализ патентной документации показал актуальность проводимых в этом направлении исследований: из 81 патента в последние годы опубликовано 67.

Ведущими фирмами по разработке транзисторов и устройств на их основе в указанных диапазонах за рубежом и в России являются *Murata Manufacturing Co., Ltd. (US)*; *Hitachi, Ltd. (JP)*; *Agilent Technologies, Inc. (US)*; *California Institute of Technology, CA (US)*; *Rohde und Schwarz GmbH and CO.KG (DE)*; *Hewlett Packard Company (US)*; *Wiltron Company (US)*; *Loral Corporations (US)*; *Litton Systems, Inc. (US)*; *Stellex Broadband Wireless INC (US)*; *Mitel Semiconductors Limited (GB)*; *Kyocera Corporation (JP)*; *NRD CO., Ltd. (KR)*; *Electronic and Telecommunication Research Institute (KR)*; *Grieshaber Vega KG (DE)*; *Fujitsu Quantum Devices Limited (JP)*; *Oki Electric Cable CO. Ltd. (JP)*; *Kabushiki Kaisha Toshiba (JP)*; *Hitachi Tohbu Semiconductor, Ltd. (JP)*; *NEC Compound Semiconductor Devices, Ltd. (JP)*; *Senstronic, S.A. (FR)*; *IFM Electronic GmbH (DE)*; *Thomson Licensing, S.A. (FR)*; *Innosent GmbH (DE)*; *Nippon Telegraph and Telephone (JP)*; *Marconi Applied Technologies Limited (GB)*; *Broadcom Corporation, Irvine CA (US)*; *Hirose Electric Co., Ltd. (JP)*; *Nihon Dempa Kogyo Co., Ltd. (JP)*; *Infineon Technologies Ag (US)*; *Rostech Foundation (KR)*; *Contraves Space AG (CH)*; *The Regents of the Unixercity of California (US)*; *Fuju Xerox Co., Ltd (US)*; *Motorola, Inc. (US)*; *Agere Systems Inc. (US)*; *Telefonaktiebolaget Lm Ericsson (Publ) (US)*; *Sharp Laboratories of America, Inc. (US)*; *Cree Microwaer, Inc. (US)*; *Tochigi Nikon Corporation (JP)*; *Japan Science & Tech. Corp. (JP)*; *Mitcubishi Electric Corp. (JP)*; *United Monolithic Semiconductors Sas (FR)*; *Innovative Microelektronik (DE)*; *Infineon Technologies AG (DE)*; *Nippon Electric Co. (JP)*; *Lucent Technologies Inc. (JP)*; Воронежский государственный университет (RU); Московский государственный институт электронной техники (МИЭТ) (RU); ОАО Арзамасское научно-производственное предприятие «ТЕМП–АВИА» (RU).

Предлагаются магнитоэлектронные транзисторы СВЧ-, КВЧ- и ТВЧ-диапазонов и исследуются пути их создания в лаборатории магнитоэлектроники миллиметрового диапазона Саратовского государственного университета (Россия), КБ критических технологий ОАО «Тантал» (Россия) [82].

Проведенные патентные исследования показали, что такие фирмы, как *Rohde and Schwarz GmbH Co.KG (DE)*; *Agilent Technologies Inc. (US)*; *Stellex Broadband Wireless Inc. (US)*; *Hewlett-Packard Company (US)*; *Loral Corporations*; *Litton Systems, Inc.*; *Wiltron Company (US)* активно занимаются разработкой и высокочастотных транзисторных генераторов, управляемых магнитным полем, с резонаторами в виде пленки (сферы), выполненной на основе железо-иттриевого граната (ЖИГ-генераторы), и других ЖИГ-устройств (СВЧ-синтезаторов, ЖИГ-фильтров, ЖИГ-смесителей).

Разработке высокочастотных транзисторных генераторов посвящено 33 патента из 81.

В патенте № 92/06534 *WO* предлагается комбинированный ЖИГ-генератор, имеющий ЖИГ-осцилляторную цепь, базирующуюся на полевом транзисторе (ПТ), и ЖИГ-осцилляторную цепь, базирующуюся на биполярном транзисторе (БТ), объединенные внутри одной магнитной структуры. Обе ЖИГ-сферы расположены в едином воздушном зазоре магнитной структуры.

Предметом этого изобретения является расширение полосы частот настраиваемого ЖИГ-генератора. Показаны преимущества использования ЖИГ-генератора, базирующегося на ПТ, на более высоких частотах, и преимущества использования ЖИГ-генератора, базирующегося на БТ, на более низких частотах.

Осцилляторная цепь, базирующаяся на ПТ, предназначена для генерации выходного сигнала, частота которого изменяется практически линейно с изменением напряженности магнитного поля в диапазоне частот от 8 до 20 ГГц, в то время, как осцилляторная цепь, базирующаяся на БТ, – для генерации выходного сигнала с частотой по существу линейно изменяющейся в зависимости от напряженности магнитного поля в диапазоне частот от 2 до 8 ГГц.

Таким образом, предлагаемый составной ЖИГ-генератор имеет полосу частот от 2 до 20 ГГц.

Схема настройки ЖИГ-генератора в патенте № 6614315 (*US*) позволяет проводить сравнение сигнала в фазовом детекторе, полученного в результате снижения выходной частоты ЖИГ-генератора в делителе частоты или в смесителе, с сигналом более низкой опорной частоты. Выходное напряжение фазового детектора через фильтр низких частот поступает в катушку индуктивности для тонкой настройки ЖИГ-генератора, а также в главную катушку ЖИГ-генератора.

В патенте № 6373344 (*US*) представлен СВЧ-синтезатор с перестраиваемым ЖИГ-генератором. СВЧ-синтезатор характеризуется очень низким фазовым шумом, высоким частотным разрешением и широким диапазоном настройки. Синтезатор включает основной источник коррекции и корректирующую схему фазовой автоподстройки частоты

(ФАПЧ) для преобразования выходного сигнала f_{out} в более низкочастотный. Синтезатор содержит главный сигнальный контур с генератором, управляемым напряжением, формирующим выходной сигнал f_{os} . Сигналы f_{os} и f_{out} смешиваются в главном контуре управления частотой сигнала f_{out} . В качестве генераторов используются генераторы с перестройкой резонатора на ЖИГ. Управляющее магнитное поле создается катушками подмагничивания для грубой и точной подстройки частот генераторов. Эти генераторы размещены в едином корпусе, но имеют отдельные катушки фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Использование двух генераторов с перестройкой резонатора на ЖИГ в едином блоке уменьшает потребляемую мощность синтезатора и общую стоимость.

В одной из реализаций устройства синтезатора предусмотрен выбор режима: корректирующий или двухконтурный режим и режим регулируемого делителя или одноконтурный режим.

В другой реализации синтезатор содержит делитель частоты, формирующий выходной сигнал f_{os} с меньшей величиной шага частоты.

В патенте № 2269269 (*GB*) предлагается аппаратура для установки ЖИГ-сферы. Ферромагнитная резонаторная цепь настраивается изменением положения ЖИГ-сфер по отношению к петлям связи и цепи магнитного поля. Каждая ЖИГ-сфера может двигаться в трех аксиальных направлениях или вращаться для установки вдоль магнитного поля во время испытания цепи. Установленная сфера автоматически удерживается в этом положении. Процесс настройки может быть повторен и цепь может быть настроена в любое время. Настраиваемая аппаратура связана с внешним регулятором, который управляется вручную.

Изобретение, представленное в патенте № 2003/098755 (*US*), относится к высокочастотным резонаторам, а именно к ферритовым кристаллическим резонаторам, которые используются в высокочастотных генераторах, фильтрах и других устройствах. Ферритовый материал (например, ЖИГ), используется в качестве резонансного элемента в форме сферического кристалла или тонкой пленки для создания высокочастотных, поддающихся регулировке резонаторов. ЖИГ-генераторы и фильтры с такими резонаторами используются в высокочастотных приемно-передающих системах в диапазоне частот от 1 до 40 ГГц. В патенте представлены структуры связи с одиночными и множественными ферритовыми кристаллическими резонаторами в генераторах и фильтрах.

В патенте № 5298872 (*US*) предлагается новый тип поддерживающей структуры для ЖИГ-сферы в виде поддерживающих стержней для использования в высокочастотных ЖИГ-генераторах и фильтрах.

ЖИГ-устройства должны действовать обычно в очень широком интервале температур. Так как некоторые свойства ЖИГ-сферы

температурно зависимы, то на практике используют нагревание стержней, поддерживающих ЖИГ-сферы, тем самым нагревая сферы. Это ставит температуру сферы под контроль конструктора ЖИГ-устройства, в результате чего температура сферы не зависит от окружающих условий. Это позволяет конструктору контролировать характеристики ЖИГ-устройства и уменьшить влияние температуры окружающей среды.

В патенте № 02/19513 (*WO*) предлагаются способ и система для юстировки ЖИГ-сферы в генераторе. Генератор содержит сферу из монокристалла ЖИГ, настраиваемую на заданную резонансную частоту постоянным магнитным полем, и составленную из верхней и нижней секций камеру для размещения этой ЖИГ-сферы. Сферу закрепляют на конце держателя, на втором конце которого имеется монтажная поверхность, прикрепленная непосредственно к нижней секции камеры. ЖИГ-сферу юстируют на держателе таким образом, чтобы ось нулевой температурной зависимости параметров ЖИГ-сферы была ориентирована под заданным углом к монтажной поверхности держателя. Генератор содержит также петлю связи для обмена электромагнитными сигналами с ЖИГ-сферой. В одном из вариантов монтажная поверхность держателя является плоской, а заданный угол между поверхностью и осью нулевой температурной зависимости равен нулю.

В патенте № 2239938 (*RU*) патентуется микроволновый транзисторный генератор. Разработанный транзисторный генератор относится к транзисторным генераторам миллиметрового диапазона длин волн с выходными частотами до 100 ГГц. Он и может быть использован в приемопередающих устройствах СВЧ, медицинских приборах КВЧ-терапии и радиолокационных датчиках.

Технический результат состоит в разработке относительно недорогого транзисторного генератора СВЧ, обеспечивающего достаточно высокую частоту выходных колебаний в диапазоне от 40 до 120 ГГц с наибольшей эффективностью. Транзисторный генератор СВЧ содержит полевой транзистор, исток, затвор и сток которого соединены соответственно с первой, второй и третьей проводящими поверхностями, расположенными на диэлектрической подложке, помещенной в волновод посередине его широких стенок. Дополнительно введены два сосредоточенных емкостных элемента, сосредоточенный индуктивный элемент, две резистивные поверхности и короткозамкнутый отрезок регулярного волновода. При этом щели между проводящими поверхностями образуют волноводно-щелевые линии, отрезки которых являются резонансными и согласующими цепями. Противоположные края проводящих поверхностей, а также двух резистивных поверхностей образуют упомянутую резонансную цепь, к концу которой подключены выводы затвора и стока транзистора. На расстоянии порядка $\lambda/4$ вдоль указанной щели от точек присоединения затвора и стока транзистора, где λ

– длина волны колебаний на выходе генератора с частотой $2f_1$, расположены первый и второй сосредоточенные емкостные элементы, соединенные между собой сосредоточенным индуктивным элементом с образованием последовательной *CLC*-цепи.

В патенте № 6630870 (*US*) представлен высокочастотный диодный генератор и приемопередатчик миллиметрового диапазона с таким генератором. Генератор на диоде Ганна содержит:

- две параллельные электропроводные пластины, расстояние между которыми менее $\lambda/2$, где λ – длина волны генерируемого ВЧ-сигнала;
- металлический держатель с диодом Ганна;
- цепь питания дроссельного типа в виде последовательности широких и узких полосок, каждая длиной примерно $\lambda/4$, для подачи напряжения питания на диод;
- отрезок полосковой линии длиной примерно $(3/4+n)\lambda$ ($n = 0,1,2,..$), соединяющий эту цепь дроссельного типа с диодом.

Рядом с диодом Ганна расположена диэлектрическая полоска в качестве диэлектрического волновода для вывода генерируемого диодом ВЧ-сигнала.

В патенте № 1292013 (*EP*) предлагается генератор, модуль передатчика-приемника и радиолокационная система. Генератор имеет активное устройство, подложку, микрополосковую линию, сформированную на подложке и диэлектрический блок. Резонатор выполнен на основе микрополосковой линии, диэлектрический блок связан с микрополосковой линией. Активное устройство создает отрицательное сопротивление в требуемом диапазоне частот колебаний. Диэлектрический блок установлен так, что его резонансная частота моды низшего порядка меньше требуемой частоты колебаний, а резонансная частота одной из мод высшего порядка совпадает с требуемой резонансной частотой. Генератор работает на частоте моды колебаний высшего порядка.

Таким образом, можно создать недорогой генератор миллиметрового диапазона с небольшим фазовым шумом, модуль передатчика-приемника и радиолокационную систему.

В патенте № 6529085 (*US*) представлен перестраиваемый распределенный генератор, управляемый напряжением. Интегральный распределенный генератор, управляемый напряжением (РГУН), способный работать в широком диапазоне частот в СВЧ-диапазоне, содержит схему настройки, имеющую пару соединенных один с другим усилительных транзисторов, и соединенный с этими транзисторами источник тока, так что входное дифференциальное напряжение изменяет ток через каждый транзистор и эффективно подстраивает электрическую длину одной из линий передачи, в которой происходят колебания с выходной частотой РГУНа. Изменение электрической длины приводит к изменению времени

задержки и соответственно к перестройке частоты сигнала, распространяющегося в этой линии передачи, в широком диапазоне частот. Такой способ настройки именуется «управлением током». В предпочтительном варианте схема настройки соединена в виде балансной структуры с комплементарной ей схемой настройки для эффективного регулирования электрической длины второй линии передачи в генераторе. В другом варианте для достижения более грубой настройки, но в более широком диапазоне частот, время задержки и соответственно частоту РГУНа регулируют путем изменения емкостной нагрузки линий передачи посредством введения конденсатора связи между этими линиями передачи и перестройки внутренних емкостей усилительных транзисторов за счет изменения напряжения смещения постоянного тока.

В патенте № 6545552 (US) предметом изобретения является гетеродин с неизлучающим диэлектрическим волноводом для реализации интегральной схемы миллиметрового диапазона длин волн. Гетеродин содержит диод Ганна, смонтированный в нижнюю часть корпуса, так что тепло, выделяемое диодом Ганна, передается непосредственно корпусу и быстро рассеивается. Эффективное излучение тепла позволяет стабилизировать выходную мощность и частоту гетеродина. Поскольку в такой конструкции не нужен отдельный держатель диода, можно снизить стоимость изготовления гетеродина и повысить производительность. В качестве резонатора используют металлический стержень, отличающийся простотой сборки и обеспечивающий высокую стабильность частоты и выходной мощности по сравнению с микрополосковым резонатором. Этот резонаторный металлический стержень вставлен в блок фиксатора перпендикулярно излучающему диэлектрическому волноводу. Торцы стержня резонатора непосредственно контактируют с анодом диода Ганна. Внутри корпуса установлена оболочка, создающая камеру вокруг главных компонентов, в том числе и вокруг диода Ганна. Такая конструкция защищает модуль гетеродина и позволяет стабилизировать мощность и частоту генерации в диапазоне, соответствующем диапазону объемного резонатора, образованного камерой.

В патенте № 2381969 (GB) представлен генератор на СВЧ полевом транзисторе отражательного типа со схемой преобразования импеданса между полевым транзистором и резонансной цепью. Схема преобразования импеданса расположена между полевым транзистором и резонансной цепью для изменения ее импеданса в целях увеличения коэффициента отражения транзистора и гарантии появления колебаний. Эта схема может содержать индуктивность соединительного провода, емкостные штырьки и индуктивный элемент микрополосковой линии. В другом варианте индуктивность и штырьки могут быть сформированы на поверхности кристалла полевого транзистора. Емкостные штырьки могут быть исключены. Резонансная цепь может содержать микрополосковую

линию, соединенную с диэлектрическим резонатором. Полевой транзистор может быть включен по схеме с общим стоком или общим затвором. Выходной сигнал может быть СВЧ- или миллиметрового диапазона. Генератор можно использовать в приемеопередатчике или радаре.

В патенте № 1292014 (*EP*) предлагаются генератор на основе диэлектрического резонатора и передающий/приемный модуль с таким генератором. Диэлектрический резонатор характеризуется незначительным технологическим разбросом параметров, низкой стоимостью и небольшим фазовым шумом. Один вывод активного элемента монолитной интегральной схемы (ИС) соединен проводом со связанной линией, сформированной на диэлектрической подложке. Диэлектрический резонатор, представляющий собой столбик, дно которого имеет форму многоугольника с пятью или более сторонами, сформирован на диэлектрической подложке и электромагнитно связан со связанной линией. Если передающий и приемный модуль для радиолокационной системы выполнен с использованием генератора на основе такого резонатора, то система может обнаруживать объекты на большом расстоянии и иметь уменьшенную стоимость.

Генератор на диоде Ганна с неизлучающим диэлектрическим волноводом является предметом изобретения в патенте № 3460644 (*JP*). Он содержит расположенные на диэлектрической подложке линию передачи и диод Ганна. Диэлектрическая полосковая линия между верхней и нижней электропроводными пластинами образует неизлучающий диэлектрический волновод в качестве линии передачи выходного сигнала, так что этот выходной волновод оказывается связанным с линией передачи генераторной схемы. Частоту отсечки неизлучающего диэлектрического волновода выбирают таким образом, чтобы заблокировать сигналы с основной частотой генератора и пропустить на выход только сигнал гармоники этой основной частоты.

Разработке высокочастотных транзисторных усилителей посвящены патенты № 6614308 (*US*), № 6617919 (*US*), № 6617929 (*US*), № 6617927 (*US*), № 6614311 (*US*), № 1267487 (*EP*), в которых предметом изобретения являются улучшение конструкции, достижение оптимальной линейности, повышение коэффициента усиления, обеспечение согласования по импедансу компонентов выходного сигнала с выхода транзистора, усилители, работающие в двух режимах усиления, усилители с несколькими несущими.

В патенте № 6614308 (*US*) предлагается многокаскадный усилитель мощности ВЧ-сигнала, в состав которого входят несколько транзисторов, присоединенных к поверхности пьедестала. Участок подачи ВЧ-сигнала, который электрически присоединен к входам транзисторов, включает пассивный приемный распределитель, выполненный на многослойной печатной плате и распределяющий поступающий ВЧ-сигнал. Кроме того,

на поверхности печатной платы размещается несколько соответствующих входных схем согласования, включая четвертьволновые шины пропускания компонентов сигнала, для связи соответствующих компонентов входного сигнала с входным импедансом транзистора. В состав схем согласования входят согласующие конденсаторы, присоединенные к пьедесталу с транзисторами. Участок выхода ВЧ-сигнала электрически соединен с выходами транзистора и включает сигнальную схему объединения, расположенную на поверхности печатной платы, которая объединяет все компоненты ВЧ-сигнала в один общий выходной сигнал. Несколько выходных схем согласования обеспечивают согласование по импедансу компонентов выходного сигнала с выходом транзистора.

В патенте № 6617919 (*US*) представлен высокочастотный усилитель. Компактная конструкция корпуса с уменьшенным числом выводов способствует предотвращению самовозбуждения усилителя и повышению коэффициента усиления.

В патенте № 6614311 (*US*) представлен усилитель мощности СВЧ-диапазона. Усилитель мощности СВЧ-сигнала с несколькими несущими частотами содержит полевой транзистор с заземленным истоком, соединенную с истоком транзистора первую схему, эквивалентную схеме короткого замыкания на частоте равной разности между частотами несущих, и соединенную с затвором транзисторов вторую схему, эквивалентную схеме короткого замыкания на частоте равной разности между частотами несущих. Например, первая схема содержит индуктивность, один вывод которой соединен со стоком транзистора, а второй – заземлен через конденсатор, вторая схема содержит индуктивность, один вывод которой соединен с затвором транзистора, а второй – заземлен через конденсатор.

В патенте № 6617927 (*US*) предметом изобретения являются модуль ВЧ-усилителя мощности и система радиосвязи с таким усилителем. В модуле усилителя мощности первый усилительный каскад содержит двухзатворный полевой транзистор, на первый и второй затворы которого поступают напряжения смещения с входа управления модуля и входа переключения режима. Входной ВЧ-сигнал поступает на второй затвор транзистора. В зависимости от сигнала на входе управления модуля этот модуль может работать в режиме с нелинейным усилением или в режиме с линейным усилением.

Умножители частоты представлены в патентах № 6529051 (*US*) и № 3455489 (*JP*).

В патенте № 6529051 (*US*) предлагается умножитель частоты СВЧ-диапазона. Гасящий резистор расположен между стоком полевого транзистора и выводом внешней передающей линии. Второй гасящий резистор расположен между стоком другого полевого транзистора и

выводом внешней передающей линии. Исток полевого транзистора и затвор второго транзистора через соответствующие отверстия на задней стороне подложки соединены с пластиной заземления. Если частота сигнала, полученная в результате умножения, превышает 20 ГГц, в сквозных отверстиях появляются паразитные индуктивности.

В состав умножителя частоты (патент № 3455489 (*JP*)) входят первый контур, состоящий из первого транзистора, конденсатора C_1 и катушки индуктивности L_1 , и второй контур, состоящий из второго транзистора, конденсатора C_2 и катушки индуктивности L_2 . На выходе формируется сигнал, полученный в результате умножения частоты. Режим умножения частоты регулируется первым транзистором, конденсатором C_1 и катушкой индуктивности L_1 , а условия согласования выходного полного сопротивления регулируются вторым транзистором, конденсатором C_2 и катушкой индуктивности L_2 .

В патенте № 1339165 (*EP*) предлагается микроволновый датчик. Он содержит генератор, собранный по двухтактной схеме на двух транзисторах. Генератор смешивает собственный и входной сигналы. Датчик включает также приемопередающую антенну, сопротивление, включенное между источником питания и генератором, и схему обработки сигнала. Низкочастотная составляющая смешанного сигнала (доплеровский сигнал) снимается с сопротивления и подается на схему обработки сигнала. Микроволновый датчик потребляет мало энергии, недорогой в изготовлении.

В патенте № 1355424 (*EP*) предложено сенсорное устройство с бескабельным соединением датчиков. Предлагаемое сенсорное устройство, предназначенное для определения положения конкретного элемента, содержит, по меньшей мере, один блок датчиков, блок питания и приемное устройство. При этом оба блока помещаются в два различных корпуса. Конструкция отличается тем, что питание, по меньшей мере, одного блока датчиков обеспечивается электромагнитной индукцией. В корпусе блока питания и приемного устройства расположена первичная катушка, а в корпусе с блоком датчиков расположена электрически соединенная с ним вторичная катушка питания. Эти катушки образуют трансформатор. Таким образом достигается бескабельная передача сигналов датчиков на приемное устройство.

В патенте № 1507771 (*GB*) предлагается резонансный ЖИГ-смеситель.

Широкополосное устройство подавления шумов, представленное в патенте № 6462630 (*US*), имеет трехуровневую структуру, содержащую магнитный элемент в виде, по меньшей мере, одной магнитной пленки, вложенной между двумя пластинами.

Разработке фильтров посвящены патенты № 6630873 (*US*), № 2002/0196105 (*US*), № 5221912 (*US*) и № 5418507 (*US*).

В патенте № 6630873 (US) предлагается фильтр на магнитоэлектрических волнах. Фильтр содержит расположенный на диэлектрической подложке слой ферромагнитного материала, одна сторона которого заземлена, входную секцию с входной линией передачи и входным преобразователем электромагнитных волн в магнитоэлектрические и выходную секцию с выходным преобразователем электроэлектрических волн в электромагнитные и выходной линией передачи. Фильтр содержит экран в виде заземленной электропроводной пленки с отверстиями для магнитной пленки. Экран расположен между входной и выходной секциями фильтра для предотвращения электромагнитной связи между входом и выходом фильтра.

В патенте № 5221912 (US) патентуется полосовой настраиваемый отражательный ЖИГ-фильтр, работающий в диапазоне 2–18 ГГц.

Патент № 5418507 (US) предлагает ЖИГ-настраиваемый фильтр.

В патенте № 2002/0196105 (US) запатентованы многорезонаторный ферритовый микрополосковый связанный фильтр.

По СВЧ-транзисторам и СВЧ-транзисторным структурам выявлено 12 патентов.

В патенте № 6483170 (US) описывается мощный высокочастотный биполярный транзистор. Такой транзистор обеспечивает условия для поддержания соответствующего напряжения коллектор-эмиттер, чтобы исключить пробой между коллектором и эмиттером во время работы.

В патенте № 2832548 (FR) представлена конструкция мощного СВЧ-транзистора с уровнем мощности 1–10 Вт.

В патенте № 6506648 (US) описывается способ изготовления мощного высокочастотного полевого транзистора с уменьшенной инжекцией горячих электронов и повышенной надежностью.

В патентах № 6455390 (US) и № 2004008542 (WO) рассматриваются способы изготовления высокочастотных биполярных транзисторов, предназначенных для использования в мощных усилителях.

В России изобретения по мощным СВЧ-транзисторам и СВЧ-транзисторным структурам представлены Воронежским государственным университетом (патенты № 2227945 (RU), № 2227946 (RU), № 2229183 (RU), № 2216069 (RU), № 2216071 (RU), № 2216072 (RU), № 2216073 (RU)).

В этих патентах описываются способы изготовления СВЧ-транзисторов. Техническими результатами изобретений являются предотвращение перегрева транзисторных структур и, как следствие, повышение надежности транзисторов в динамическом режиме, увеличение коэффициента усиления по мощности и уменьшение размеров транзисторных структур, уменьшение неоднородности значений резонансных частот выходных цепей отдельных трансформаторных ячеек.

Представленный в патенте Японии № 3349267 (*JP*) гетеропереходный биполярный транзистор имеет высокие высокочастотные характеристики.

В патенте № 659023 (*US*) описано устройство нанотранзистора с высоким быстродействием.

Транзистор КВЧ-диапазона (30–300 ГГц) рассматривается в патенте № 6541346 (*US*). В этом патенте описываются способ и устройство для изготовления самосовмещенного биполярного гетеротранзистора. Данные способ и устройство обеспечивают самосовмещение эмиттерного и базового металлизированных контактных слоев с точным субмикронным зазором. Способ позволяет уменьшить ширину эмиттерных полос до субмикронных размеров (менее 10 нм) и изготовить транзисторы с частотой в несколько сот гигагерц. Такие транзисторы предназначены для использования в микроволновых высокомоощных усилителях.

Устройства для генерирования электромагнитных волн в области терагерцевого диапазона частот (300–1000 ГГц) представлены только оптическими генераторами в патентах № 6614816 (*US*), № 3032451 (*WO*), № 3028173 (*WO*), № 13004776 (*EP*).

Выявлено 5 патентов, в которых описываются устройства и способы изготовления магнитотранзисторов и феррит-полупроводниковых структур.

В патенте № 6541316 (*US*) описывается способ изготовления тонкопленочного кремниевого диода с магнитным туннельным переходом. Способ использует импульсную лазерную обработку для изготовления полупроводниковых диодов на металлических пленках, осажденных на низкотемпературной подложке.

В патенте № 6515341 (*US*) описывается многослойная магнитоэлектронная структура, включающая первый магнитный слой, первый туннельный барьерный слой на первом магнитном слое, второй магнитный слой на первом туннельном барьерном слое и немагнитный верхний слой на втором магнитном слое, который формируется для изменения потенциального барьера второго магнитного слоя.

В патенте № 3394512 (*JP*) рассматривается способ получения тонкой пленки магнитного полупроводника. Для получения высококачественной тонкой стабильной пленки магнитного полупроводника используют метод высокого вакуума с последующей термообработкой при температуре ниже температуры выращивания на 80 градусов в атмосфере избыточного количества компонента полупроводникового соединения.

В патенте № 2239916 (*RU*) предлагается полупроводниковый прибор, чувствительный к магнитному полю. Прибор состоит из биполярного транзистора, на поверхность которого нанесены концентраторы магнитного поля.

В патенте № 10209385 (*JP*) предметом изобретения является генератор на основе биполярного транзистора, управляемого магнитным полем. Магнитное поле ориентировано параллельно инверсному слою и перпендикулярно потоку носителей заряда в транзисторе.

Патентные исследования показали, что в последние годы активно ведутся исследования по разработке высокочастотных транзисторных устройств. Уровень достигнутых частот составляет десятки и сотни гигагерц. Разработки генераторов и усилителей ТВЧ-диапазона представлены только оптическими генераторами (патенты *PCT (WO)* № 3032451, *PCT (WO)* № 3028173, *FR* № 2838568).

Из анализа патентов следует, что большую группу составляют патенты, касающиеся разработки, использования и улучшения характеристик генераторов, частота которых перестраивается внешним магнитным полем (ЖИГ-генераторы), и устройств на их основе (ЖИГ-смесители, ЖИГ-фильтры и ЖИГ-синтезаторы).

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

- 1 Пат. № 4169253 США, МКИ² H03H 9/00, H04B 1/26, 333/209, 333/207, 325/448. Frequency offset technique for YIG devices; заявл. 08.05.1978 г.; опубл. 25.09.1979 г.
- 2 Пат. № 5221912 США, МКИ⁵ H01P 1/218, 333/202, 333/219.2. YIG tuned band reject filter for 2-18 GHz with full one-quarter wavelength; заявл. 24.10.1991 г.; опубл. 22.06.1993 г.
- 3 Пат. № 5418507 США, МКИ⁶ H01P 1/218, 333/202, 333/219.2. Yig tuned high performance filters using full loop, nonreciprocal coupling; заявл. 08.10.1992 г.; опубл. 23.05.1995 г.
- 4 Пат. № 6614315 В2 США, МПК⁷ H03L 7/00, 331/10, 331/14, 331/16, 331/25. Tuning circuit for a YIG oscillator; заявл. 12.06.2001 г.; опубл. 2.09.2003 г.
- 5 Пат. № 6373344 В1 США, МПК⁷ H03B 5/18, 331/96, 331/34, 331/175. High performance dual-YTO microwave synthesizer; заявл. 08.12.2000 г.; опубл. 16.04.2002 г.
- 6 Пат. № 6630870 В1 США, МПК⁷ H03B 7/14, 331/96, 331/107G, 331/185, 331/107SL. High-frequency diode oscillator and millimeter-wave transmitting/receiving apparatus; заявл. 23.08.2000 г.; опубл. 07.10.2003 г.
- 7 Пат. № 6545552 В2 США, МПК⁷ H03B 1/00, H03B 7/14, 331/68, 331/96, 331/107DP, 331/107G. Local oscillator using non-radiative dielectric waveguide; заявл. 2.05.2001 г.; опубл. 08.04.2004 г.
- 8 Пат. № 6529085 В2 США, МПК⁷ H03B 5/18, 331/96, 331/177, 331/34 и др. Tunable, distributed, voltage-controlled oscillator; заявл. 14.02.2002 г.; опубл. 04.03.2003 г.
- 9 Пат. № 6535072 В2 США, МПК⁷ H03B 11/10, 331/107G, 331/99 и др. Voltage controlled oscillator, voltage controlled oscillator device and radar device; заявл. 17.07.2001 г.; опубл. 18.03.2003 г.
- 10 Пат. № 6380815 США, МПК⁷ H03B 5/18, 331/99, 331/117D, 331/173. Microwave pulse generator; заявл. 02.11.2000 г.; опубл. 30.04.2002 г.
- 11 Пат. № 6630873 В2 США, МПК⁷ H03P 1/20, 331/148, 333/202, 333/219.2. Magnetostatic wave filter; заявл. 31.05.2001 г.; опубл. 07.10.2003 г.
- 12 Пат. № 6529051 ВВ США, МПК⁷ H03B 19/00, 327/119. Frequency multiplier without spurious oscillation; заявл. 27.02.2001 г.; опубл. 04.03.2003 г.

13 Пат. № 6542043 В1 США; МПК⁷ H03B 5/12, H03L 7/099, H03L 7/085, 331/117FE, 331/117, 331/25 и др. All PMOS fully differential voltage controlled oscillator; заявл. 16.10.2001 г.; опубл. 01.04.2003 г.

14 Пат. № 6462630 В1 США, МПК⁷ H03H 7/00, 333/181, 333/12. Wideband noise reducing device; заявл. 03.07.2000 г.; опубл. 08.10.2002 г.

15 Пат. № 6545553 В1 США, МПК⁷ H03B 9/14, 331/966 331/107 и др. Oscillator for generating microwave radiation, and method of assembling an oscillator; заявл. 08.10.1999 г.; опубл. 08.04.2003 г.

16 Пат. № 6614308 ВВ США, МПК⁷ H03F 3/68, 330/295. Multi-stage, high frequency, high power signal amplifier; заявл. 22.10.2001 г.; опубл. 02.09.2003 г.

17 Пат. № 6531928 ВВ США, МПК⁷ H03B 5/12, H03B 5/18, 331/108D и др. High-frequency module; заявл. 09.10.2001 г.; опубл. 11.03.2003 г.

18 Пат. № 6617919 США, МПК⁷ H03F 1/00, 330-66. RF amplifier; заявл. 28.01.2002 г.; опубл. 09.09.2003 г.

19 Пат. № 6667611 ВВ США, МПК⁷ H03K 17/95, 324/207.13 и др. Pulse signal generator, coil bovine for the generator, and method of making the coil bovine; заявл. 26.10.2001 г.; опубл. 23.12.2003 г.

20 Пат. № 6617929 ВВ США, МПК⁷ H03F 3/68, H03F 3/60, 330/295 и др. Full output matching apparatus of a microwave doherthy amplifier; заявл. 19.02.2002 г.; опубл. 09.09.2003 г.

21 Пат. № 6617927 ВВ США, МПК⁷ H03F 3/16, 330-277. High frequency power amplifier module, and wireless communications system; заявл. 16.04.2002 г.; опубл. 09.09.2003 г.

22 Пат. № 6614311 ВВ США, МПК⁷ H03F 3/04, 330-302. Micro-wave power amplifier; заявл. 29.11.2001 г.; опубл. 02.09.2003 г.

23 Пат. № 6593820 ВВ. США, МПК⁷ H03B 27/00 331-57, US 2003030498, МПК⁷ H03B 5/02; H03B 5/24; H03H 11/26. Two stage VCO circuit with low voltage and power requirements; заявл. 10.08.2001 г.; опубл. 15.07.2003 г.

24 Пат. № 2003057440 США, МПК⁷ H01L 31/0328, 257/192. Heterojunction field effect transistor; заявл. 26.09.2002 г.; опубл. 27.03.2003 г.

25 Пат. № 2003098755 США, МПК⁷ H01P 1/218, 337/17.1,333/219.2. Ferrite crystal resonator coupling structure; заявл. 29.11.2001 г.; опубл. 29.05.2003 г.

26 Пат. № 2002196105 А1 США, МПК⁷ H03P 1/213, 333/205,333/219.2. Multi-resonator ferrite microstrip coupling filter; заявл. 21.06.2001 г.; опубл. 26.12.2002 г.

27 Пат. № 5298872 США, МКИ, H01P 1/218, H05B 3/06, 333/202, 333/219.2. Low profile heater and support assembly for YIG spheres; заявл. 16.02.1993 г.; опубл. 29.03.1994 г.

28 Пат. № 6541316 США, НКИ 438/166, H01L 21/00. Process for direct integration of a thin-film silicon p-n junction diode with a magnetic tunnel junction; заявл. 22.12.2000 г.; опубл. 01.04.2003 г.

29 Пат. № 2002155670 США, НКИ 438/316, H01L 21/331. Method and apparatus for a self-aligned heterojunction bipolar transistor using dielectric assisted metal liftoff process; заявл. 20.03.2001 г.; опубл. 24.10.2002 г.

30 Пат. № 6590231 США, НКИ 257/77, H01L 31/0312. Transistor; заявл. 08.08.2001 г.; опубл. 08.07.2003 г.

31 Пат. № 2002117727 США, НКИ 257/421, H01L 43/00. Magnetoelctronics element having a stressed over-layer configured for alteration of the switching energy barrier; заявл. 26.02.2001 г.; опубл. 29.08.2002 г.

32 Пат. № 6495019 США, НКИ 205/119, H01L 21/02. Device comprising micromagnetic components for power applications and process for forming device; заявл. 19.04.2000 г.; опубл. 17.12.2002 г.

33 Пат. № 6614816 США, НКИ 372/18, H01S 3/098. Optical electromagnetic wave generator; заявл. 11.01.2001 г.; опубл. 02.09.2003 г.

34 Пат. № 6455390 США, НКИ 438/312, H01L 21/331. Method of manufacturing hetero-junction bipolar transistor; заявл. 22.05.2001 г.; опубл. 24.09.2002 г.

35 Пат. № 6545341 США, НКИ 257/565, H01L 27/082. Power transistor; заявл. 27.03.2001 г.; опубл. 08.04.2003 г.

36 Пат. № 2002142558 США, НКИ 438/311, H01L 21/331. Self-aligned SiGe HBT BiCMOS on SOI substrate and method of fabricating the same; заявл. 29.03.2001 г.; опубл. 03.10.2002 г.

37 Пат. № 6674104 США, НКИ 257/197, H01L 31/0328. Bipolar transistor; заявл. 07.11.2002 г.; опубл. 06.01.2004 г.

38 Пат. № 6483170 США, НКИ 257/580, H01L 27/82. RF power transistor; заявл. 10.10.2001 г.; опубл. 10.11.2002 г.

39 Пат. № 6506648 США, НКИ 438/286, H01L 21/336. Method of fabricating a high power RF field effect transistor with reduced hot electron injection and resulting structure; заявл. 02.09.1998 г.; опубл. 14.01.2003 г.

40 Пат. № 2004/099837 А1 США, МПК⁷ H01F 1/00. YIG magnetic ceramic composition for microwave application and preparation method thereof; заявл. 18.11.2003 г.; опубл. 27.05.2004 г.

41 Пат. № 03032451 PCT, H01S 1/02. Terahertz light generator; заявл. 04.10.2002 г.; опубл. 17.04.2003 г.

42 Пат. № 02/19513 А1 PCT, МПК⁷ H03B 5/18. Alignment method and system for YIG oscillator; заявл. 30.04.2001 г.; опубл. 07.03.2002 г.

43 Пат. № 02103910 А2 PCT, МПК⁷ H03B 7/00. Tunable, distributed, voltage-controlled oscillator; заявл. 04.12.2001 г.; опубл. 27.12.2002 г.

44 Пат. № 92/06534 PCT, МКИ⁵ H03B 5/18. Multiple YIG oscillator; заявл. 04.10.1991 г.; опубл. 16.04.1992 г.

45 Пат. № 03028173 PCT, H01S 1/02. Terahertz light apparatus; заявл. 20.09.2002 г.; опубл. 03.04.2003 г.

46 Пат. № 2004008542 PCT, H01L 29/732. Bipolar high-frequency transistor and method for the production thereof; заявл. 26.06.2003 г.; опубл. 22.01.2004 г.

47 Пат. № 1292013 А2 ЕПВ, МПК⁷ H03B 5/18. Oscillator, transmitter/receiver module and radar system; заявл. 11.02.2002 г.; опубл. 12.03.2003 г.

48 Пат. № 1257050 А2 ЕПВ, МПК⁷ H03B 5/36. High frequency oscillator of frequency switching type and high-frequency oscillation method; заявл. 07.05.2002 г.; опубл. 13.11.2002 г.

49 Пат. № 1292014 А2 ЕПВ, МПК⁷ H03B 5/18. Dielectric resonator oscillator and transmitting/receiving module utilizing it; заявл. 20.02.2002 г.; опубл. 12.03.2003 г.

50 Пат. № 1355424 А2 ЕПВ, МПК⁷ H03K 17/95. Sensor arrangement with wireless sensor units for a clamping mechanism; заявл. 17.04.2002 г.; опубл. 22.10.2003 г.

51 Пат. № 1339165 А1 ЕПВ, МПК⁷ H03B 5/18, H01 Q 23/00, G01S 13/56. Microwave-sensor; заявл. 13.02.2003 г.; опубл. 27.08.2003 г.

52 Пат. № 1267481 А1 ЕПВ, МПК⁷ H03B 5/18. Multi-frequency dielectric resonator oscillator; заявл. 24.05.2002 г.; опубл. 18.12.2002 г.

53 Пат. № 1267487 А1 ЕПВ, МПК⁷ H03F 3/21, H03F 3/60. High frequency amplifier; заявл. 06.04.2002 г.; опубл. 18.12.2002 г.

- 54 Пат. № 1353437 А2 ЕПВ, МПК⁷ Н03В 5/18. Microwave oscillator; заявл. 03.04.2003 г.; опубл. 15.10.2003 г.
- 55 Пат. № 1304776 ЕПВ Н01S 3/09. Terahertz imaging process; заявл. 04.10.2002 г.; опубл. 23.04.2003 г.
- 56 Пат. № 2269269 Англия, МКИ⁵ Н01Р 1/218. Yig sphere positioning apparatus; заявл. 05.07.1993 г.; опубл. 02.02.1994 г.
- 57 Пат. № 1507771 Англия, МКИ² Н03D 7/02. YIG tuned mixer; заявл. 29.01.1976 г.; опубл. 19.04.1978 г.
- 58 Пат. № 2381969 Англия, МПК⁷ Н03В 5/18. A reflection type microwave FET oscillator with an impedance converting circuit between the resonant circuit and the FET; заявл. 03.10.2002 г.; опубл. 14.05.2003 г.
- 59 Пат. № 2376140 Англия, МПК⁷ Н03В 9/14. A second harmonic 77 GHz Gunn diode microstrip oscillator for a vehicle radar, and a laser trimming method using a package aperture; заявл. 18.03.2002 г.; опубл. 04.12.2002 г.
- 60 Пат. № 3394512 Япония, Н01L 21/203, Н03В 19/18, Н03L 7/24. Manufacturing method of magnetic semiconductor thin film; заявл. 13.09.2000 г.; опубл. 07.04.2003 г.
- 61 Пат. № 2001144543 А Япония, МПК⁷ Н03В 19/14, Н03К 5/00. Frequency multiplier; заявл. 17.11.1999 г.; опубл. 14.10.2003 г.
- 62 Пат. № 3460644 В2 Япония, МПК⁷ Н03В 9/14, Н03В 19/18, Н03L 7/24. Oscillator and radio equipment; заявл. 07.10.1999 г.; опубл. 27.10.2003 г.
- 63 Пат. № 8167616 Япония, Н01L 23/331. Hetero junction bipolar transistor and its manufacture; заявл. 14.12.1994 г.; опубл. 25.06.1996 г.
- 64 Пат. № 2001060592 Япония, Н01L 21/331. Manufacture of semiconductor device; заявл. 19.08.1999 г.; опубл. 06.03.2001 г.
- 65 Пат. № 7022431 Япония, Н01L 21/331. Manufacture of bipolar transistor; заявл. 01.07.1993 г.; опубл. 24.01.1995 г.
- 66 Пат. № 10209385 Япония, Н01L 21/882. Component arrangement; заявл. 16.01.1998 г.; опубл. 07.08.1998 г.
- 67 Пат. № 3349267 Япония, Н01L 21/331. Heterobipolar semiconductor device and manufacture thereof; заявл. 25.07.1994 г.; опубл. 20.11.2002 г.
- 68 Пат. № 2234794 С1 Российская Федерация, МПК⁷ Н03В 5/00, Н03L 7/107. Генератор синусоидального напряжения; заявл. 20.05.2003 г.; опубл. 20.08.2004 г.
- 69 Пат. № 2239938 С1 Российская Федерация, МПК⁷ Н03В 5/08, Н03В 5/18. Транзисторный генератор СВЧ; заявл. 13.03.2003 г.; опубл. 10.11.2004 г.
- 70 Пат. № 2239916 Российская Федерация, Н01L 29/82. Полупроводниковые приборы, чувствительные к магнитному полю; заявл. 31.01.2003 г.; опубл. 10.11.2004 г.
- 71 Пат. № 2227945 Российская Федерация, Н01L 29/70. Мощный СВЧ-транзистор; заявл. 04.01.2003 г.; опубл. 27.04.2004 г.
- 72 Пат. № 2227946 Российская Федерация, Н01L 29/70. Мощный СВЧ-транзистор; заявл. 04.01.2003 г.; опубл. 27.04.2004 г.
- 73 Пат. № 2229183 Российская Федерация, Н01L 29/72. Мощный биполярный ВЧ и СВЧ-транзистор; заявл. 22.01.2003 г.; опубл. 20.05.2004 г.
- 74 Пат. № 2216069 Российская Федерация, Н01L 29/70. Мощный СВЧ-транзисторная структура; заявл. 10.11.2002 г.; опубл. 10.11.2003 г.
- 75 Пат. № 2216071 С1 Российская Федерация, Н01L 29/70. Мощный СВЧ-транзисторная структура; заявл. 10.11.2002 г.; опубл. 10.11.2003 г.
- 76 Пат. № 2216072 С1 Российская Федерация, Н01L 29/70. Мощный СВЧ-транзистор; заявл. 10.11.2002г.; опубл. 10.11.2003г.
- 77 Пат. № 2216073 Российская Федерация, Н01L 29/7. Мощный СВЧ-транзистор; заявл. 10.11.2002 г.; опубл. 10.11.2003 г.

78 Пат. № 2832548 Франция, H01L 29/72. Power transistor functioning in super-high frequency range; заявл. 16.11.2001 г.; опубл. 02.01.2004 г.

79 Пат. № 2815487 Франция, МПК⁷ H03B 5/18. Microelectronic oscillator functioning at ultra-high frequency for use in electronic radio-communication apparatus such as mobile telephones; заявл. 11.10.2001 г.; опубл. 19.04.2002 г.

80 Пат. № 2838568 Франция, H01S 3/10. Optical signal generation; заявл. 11.04.2002 г.; опубл. 18.06.2004 г.

81 Пат. № 10160511 Германия, H01L 29/13. Bipolar transistor; заявл. 30.11.2001 г.; опубл. 12.06.2003 г.

82 Гетеромагнитная микроэлектроника: Сб. докл. и ст. II и III науч.-техн. совещ. Саратов, 2005. Вып. 2: Методы проектирования магнитоэлектронных устройств.

Научное издание

ГЕТЕРОМАГНИТНАЯ МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Сборник научных трудов

ВЫПУСК 3

Гетеромагнитная микро- и наноэлектроника. Прикладные аспекты

Под редакцией профессора *А.В. Ляшенко*

Редактор *В.А. Трушина*

Технический редактор *Л.В. Агальцова*

Корректор *Е.Б. Крылова*

Оригинал-макет подготовила *Н.И. Степанова*

Подписано в печать 15.08.2008. Формат 60×84 1/16.
Бумага офсетная. Гарнитура Таймс. Печать офсетная.
Усл. печ. л. 6,04 (6,5). Уч.-изд. л. 5,8.
Тираж 100 экз. Заказ 99

Издательство Саратовского университета
410012, Саратов, Астраханская, 83.
Типография Издательства Саратовского университета
410012, Саратов, Астраханская, 83.