

К. ф.-м. н. С. В. ПЛАКСИН, к. ф.-м. н. И. И. СОКОЛОВСКИЙ

Дата поступления в редакцию
18.05 2004 г.

Украина, г. Днепрпетровск, Институт транспортных систем и технологий
E-mail: svp@westa-inter.com

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

ИЗМЕРИТЕЛИ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ НА АВТОГЕНЕРАТОРНЫХ ПРИНЦИПАХ ДЛЯ МАГНИТОЛЕВИТИРУЮЩЕГО ТРАНСПОРТА

Представлены концепция и конструкции полупроводниковых измерителей магнитных полей СВЧ-диапазона на основе широкодиапазонного автогенератора с магнитной перестройкой.

При разработке и испытаниях полигонной модели магнитолевитирующих транспортных средств, т. е. транспортных средств, левитирующих и перемещающихся над путевой структурой в результате взаимодействия магнитных полей магнитных катушек самого транспортного средства и путевых катушек [1], возникает задача определения величины магнитных полей в зазоре между путевой структурой и транспортным средством. При этом важно, чтобы датчик магнитного поля был безынерционным, а информацию о величине магнитного поля и его вариациях можно было передавать по радиоканалу. Учитывая, что функционирование магнитолевитирующих транспортных средств сопряжено с возникновением вблизи них значительных по интенсивности помеховых сигналов, необходимо, чтобы сигналы, несущие полезную информацию, были высокоамплитудными и максимально удаленными по частоте от помеховых сигналов, а сами измерители чтобы обладали достаточной энергопрочностью.

Существующие измерители магнитных полей на эффекте Холла (магнитодиоды) обладают тем существенным недостатком, что выходной сигнал имеет низкий уровень и, к тому же, сильно зависит от температуры и уровня помех, что осложняет использование таких измерителей во многих схемах.

Проведенные нами ранее исследования [2, 3] показали, что в значительной мере указанным требованиям могут удовлетворять полупроводниковые автогенераторные измерители магнитных полей сверхвысокочастотного (СВЧ) диапазона.

Задачей настоящего исследования является разработка измерителей магнитных полей на основе полупроводниковых автогенераторов с магнитной перестройкой, удовлетворяющих, по крайней мере, двум условиям: первое — чтобы генерируемый сигнал был линейно связан с величиной магнитного поля; второе — чтобы генерируемая автогенератором выходная мощность была максимальной в диапазоне перестройки в пределах энергетических возможностей активного элемента автогенератора и с минимальной де-

виацией (неравномерностью) выходной мощности в рабочем частотном диапазоне во избежание амплитудно-частотной конверсии, которая могла бы исказить результаты измерений характеристик магнитного поля.

Принципы построения автогенераторного измерителя магнитных полей

Одним из методов перестройки предлагаемого автогенератора могло быть использование сферического резонатора из железо-иттриевого граната (ЖИГ-сферы) в двух ортогональных витках в качестве магнитоуправляемого колебательного контура при условии достижения соответствующего взаимодействия резонатора и диода с междолинным переносом электронов (МЭП-диода), выступающего в роли активного элемента, для осуществления влияния высокочастотного поля на доменную неустойчивость. Предварительные экспериментальные исследования [2] показали, что для реализации контролирующего влияния резонатора на процессы зарождения, роста и исчезновения доменов сильного электрического поля с целью перестройки частоты необходима сильная связь резонатора и МЭП-диода.

При использовании в качестве резонатора сферы ЖИГ это требование означает обеспечение высокой напряженности возбуждающего переменного магнитного поля в объеме ферритового резонатора, причем эта напряженность поля не должна сильно изменяться в диапазоне перестройки генератора. Это означает, что размеры петель связи должны быть порядка размеров сферы. Точные же значения размеров могут быть установлены из анализа схемы на согласование с источником и нагрузкой.

Однако в петле малых размеров, вследствие неоднородности СВЧ магнитного поля, высок уровень паразитных резонансов, и монохроматичности излучения генераторов удалось достичь [2, 3] только за счет значительного увеличения размеров петель связи — соответственно с потерей уровня СВЧ-мощности в нагрузке и потерей широкополосности излучения. Поэтому было решено сначала провести конструирование автогенератора на основании расчетов с позиций получения его максимальной активной выходной мощности, а затем оптимизировать другие характеристики устройства путем настройки.

Анализ радиотехнической цепи, содержащей ЖИГ-сферу в скрещенных петлях и полупроводниковые

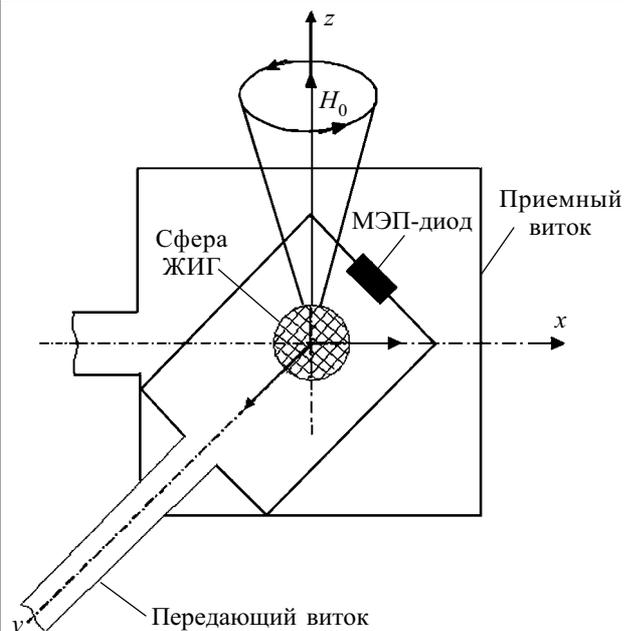


Рис. 1. Общая схема размещения диода Ганна и ЖИГ-сферы в двух ортогональных витках (H_0 — измеряемое магнитное поле)

бескорпусные устройства на эффекте Ганна (рис. 1), был проведен с использованием теории цепей. Для этого схему включения сферы необходимо было представить в виде, который позволяет свести ее расчет к уже разработанному анализу четырехполюсников.

Эквивалентная схема автогенератора

В сантиметровом диапазоне длин волн размеры ферритовой сферы и петель связи значительно меньше длины волны автоколебаний, так что справедливо квазистатическое приближение [4]. Это позволяет отдельно выделить ферритовый резонатор со своими параметрами и отдельно элементы связи — петли, размеры которых следует определить, и представить

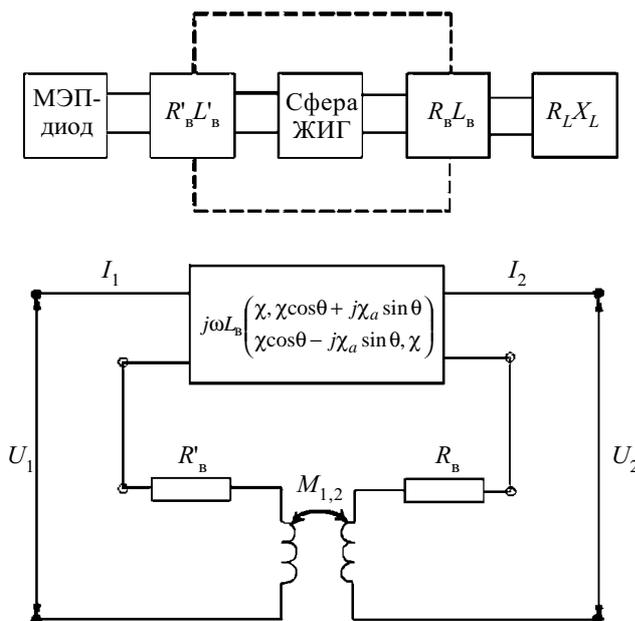


Рис. 2. Эквивалентная схема автогенератора со сферой ЖИГ в скрещенных витках

их на эквивалентной схеме (рис. 2) в виде некоторого четырехполюсника (результата последовательного включения четырехполюсников ферритового резонатора и элементов связи), который включается между генератором и нагрузкой. Для эффективной передачи мощности от МЭП-диода к нагрузке необходима определенная связь между элементами входной и выходной цепей и внутренними элементами четырехполюсника. На рисунке: R'_B, L'_B — сопротивление и индуктивность приемного витка; R_B, L_B — сопротивление и индуктивность передающего витка; R_L, X_L — активное и реактивное сопротивления нагрузки; I_1, U_1 и I_2, U_2 — соответственно входные и выходные значения тока и напряжения; ω — круговая частота; θ — угол между приемным и передающим витками; χ и χ_a — элементы тензора восприимчивости сферы; $M_{1,2}$ — коэффициент взаимной индукции витков.

Из соображений максимального взаимодействия сферы и МЭП-диода в некотором выбранном частотном диапазоне оптимизация передачи в предлагаемой схеме может быть осуществлена при заданных параметрах ферритовой сферы регулировкой индуктивности петель связи, выбором величины питающих напряжений на МЭП-диоде (с целью создания необходимого импеданса в заданном диапазоне частот) и выбором величины нагрузочного сопротивления. При этом следует различать два типа согласования: 1) на максимум выходной активной мощности; 2) на отсутствие отражений от нагрузки и генератора.

Согласование четырехполюсника на максимум активной мощности на выходе требует такой зависимости между конечными сопротивлениями и внутренними параметрами четырехполюсника, при которой уровень активной мощности на выходе системы оказывается максимально возможным по отношению к максимальной мощности генератора.

Из условия сопряженного равенства выходного сопротивления МЭП-диода и входного сопротивления витка, окружающего сферу ЖИГ, являющегося условием отдачи максимальной мощности во внешнюю цепь, можно получить выражение для величины индуктивности витка L_B :

$$L_B = c^2 \frac{C_d R_{oc}^2}{(1 + \omega^2 C_d^2 R_{oc}^2)} - \frac{8\pi}{3} \left(\frac{r_c}{r_b} \right)_{P_{min}} \cdot M_{bc} \chi'$$

где c — электродинамическая постоянная, равная $3 \cdot 10^{10}$ см·с⁻¹, коэффициент, обеспечивающий переход от системы СГСЭ к системе СИ;

C_d — емкость домена в МЭП-диоде;

R_{oc} — величина отрицательного дифференциального сопротивления;

r_c, r_b — размеры сферы и витка, соответственно;

M_{bc} — коэффициент, зависящий от соотношения r_c и r_b , соответствующего минимальным потерям мощности (P_{min}) при передаче, и способа усреднения переменных магнитных полей (в [4] приведены значения для нескольких типов усреднения);

χ' — магнитная восприимчивость ЖИГ-сферы, имеющая сложный характер зависимости от величины магнитного поля и намагниченности насыщения.

Оптимальные значения индуктивности петель связи в некотором выбранном диапазоне частот вычисля-

Характерные электрические параметры петель связи в выбранном диапазоне частот

$\frac{\omega}{2\pi}$, ГГц	2,0	2,2	2,4	2,6	2,8	3,0	3,2	3,4	3,6	3,8	4,0
L_B , нГн	4,87	4,34	3,31	3,5	2,0	2,9	2,81	2,64	2,51	2,5	2,37
L'_B , нГн	4,39	4,21	4,07	3,69	3,21	3,06	3,00	2,84	2,72	2,6	2,53
R_B , Ом	0,194	0,204	0,214	0,225	0,237	0,245	0,253	0,260	0,265	10,27	0,275

лись при следующих предположениях: емкость домена при пороговом напряжении $C_d=1,1$ пФ, величина намагниченности насыщения 1750 Гс, величины постоянных магнитных полей определялись из условия гиромагнитного соотношения $\gamma=2,8$ МГц/Гс. Ориентировочные значения M_{bc} были взяты для случая усреднения переменных полей по объему сферы, отношение размеров сферы и витка $r_c/r_b=0,6$ получено из условия минимальных потерь при передаче [4]. Сопротивление образцов в слабом поле равнялось 20 Ом, длина — 30 мкм. Диаметр ЖИГ-сферы составлял 1,3 мм. Данные расчета приведены в **таблице**.

Установив, таким образом, приближенное значение индуктивности, нетрудно найти значение последовательно соединенного сопротивления петель с учетом скин-эффекта. Полученные на основании значений индуктивности и сопротивления петель величины сопротивления нагрузки и сопротивления генератора включают в себя условия согласования на получение максимальной выходной мощности и максимальной широкополосности.

Теперь можно уточнить значение индуктивности петель с учетом включения во вторичном витке сопротивления нагрузки. Эти значения в таблице представлены как L'_B . Очевидно, что эти значения L'_B можно использовать для получения более точных значений сопротивления нагрузки. Однако проведение столь громоздких вычислений вряд ли оправдано.

Исходя из того, что низкочастотной части диапазона соответствуют более высокие значения мощности при одинаковых смещающих напряжениях и, следовательно, можно пренебречь мерой согласованности в этом диапазоне, значение индуктивности при конструировании выбираем как промежуточное между требуемыми значениями для высокочастотной и для средней части диапазона перестройки. Конечно, столь большой разброс L_B затрудняет сопряжение нагрузки в требуемом интервале частот. Можно было бы использовать дополнительную электрически управляемую емкость (варактор), включенную параллельно с МЭП-диодом, сопряженную с управляющим магнитным полем и обеспечивающую противофазное (по знаку) изменение емкости контура при изменении частоты.

Таким образом, синтез цепи, содержащей сферу ЖИГ в качестве управляемого контура в генераторах, возможен при удобной структуре входящих элементов, позволяющей определить их параметры: МЭП-диода — из специфики воздействия микроволнового поля на электронные процессы, сферы ЖИГ — на основании решения задачи о реакции поля, создаваемого однородной прецессией намагниченности ферритовой сферы, на магнитное поле кругового тора.

Затем с использованием метода классической теории цепей элементы схемы соединяют так, чтобы обеспечить требуемую частотную характеристику. И, наконец, погрешности приближений устанавливаются при настройке, где схема оптимизируется либо в сторону улучшения

широкополосности, либо в сторону повышения энергетических характеристик устройства. Это может быть достигнуто в том числе и регулировкой смещающих напряжений на МЭП-диодах.

Механизмы частотного и амплитудного гистерезиса в перестраиваемых генераторах

Условие получения узкополосного сигнала, а также требование отсутствия сигнала в нагрузке без наличия управляющего магнитного поля обусловили выбор двухпетлевой конструкции, расчет которой проведен выше. Требование широкодиапазонности перестройки генераторов непрерывного режима предполагает использование диодов с длиной, соответствующей средней части диапазона перестройки. Для обеспечения непрерывной перестройки приходится либо заведомо идти на ухудшение энергетических характеристик генерации, либо получить неполный диапазон перестройки. Причем в последнем случае наблюдается неоднозначность в зависимости выходной мощности и частоты генерации от собственной частоты резонатора при изменении направления перестройки — амплитудный и частотный гистерезисы. При этом величина гистерезиса является функцией величины внутреннего сопротивления источника питания и параметров диода и изменяется от диода к диоду.

Кратко проанализируем причины, вызывающие такое поведение генераторов.

Фактически любая схема с использованием сферы ЖИГ — с непосредственным включением нагрузки в виток, содержащий МЭП-диод, или с включением нагрузки во вторичный виток — сводится к схеме двухконтурного генератора, и различие способов включения нагрузки в эквивалентной схеме сказывается лишь на величине вносимого в первый контур полного сопротивления.

Условие возникновения генерации на резонансной частоте ω_1 получаем из условия равенства нулю полного сопротивления эквивалентного контура:

$$\omega_1 L_B - \frac{1}{\omega_1 C_3(\omega_1, U_1, U_B)} + X_{вн}(\omega_1) = 0;$$

$$\bar{r}_3(\omega_1, U_1, U_B) + r_{вн}(\omega_1) + r_{нз}(\omega_1) = 0,$$

где C_3 — приведенная к последовательной схеме емкость домена;

U_B, U_1 — напряжение смещения и амплитуда высокочастотного напряжения, соответственно;

$X_{вн}, r_{вн}$ — внесенное в первый контур реактивное и активное сопротивление, соответственно;

\bar{r}_3 — усредненное отрицательное дифференциальное сопротивление (ОДС) диода;

$r_{нз}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки.

Дальнейшее исследование сводится к решению уравнения генерации в двухконтурной схеме. При

$$|\omega_1 - \omega_p| > \frac{\omega_p}{Q_0}$$

(где ω_1 — резонансная частота системы, ω_p , Q_0 — соответственно собственная частота и добротность сферического резонатора) в системе возможно возникновение двух частот — ω_1 и ω_{II} . Графики зависимости ω_1, ω_{II} от собственной частоты сферы (кривые Вина) при фиксированной частоте первичного контура, образованного индуктивностью петли и выводов диодов, емкостью и усредненным отрицательным сопротивлением, показаны на **рис. 3**.

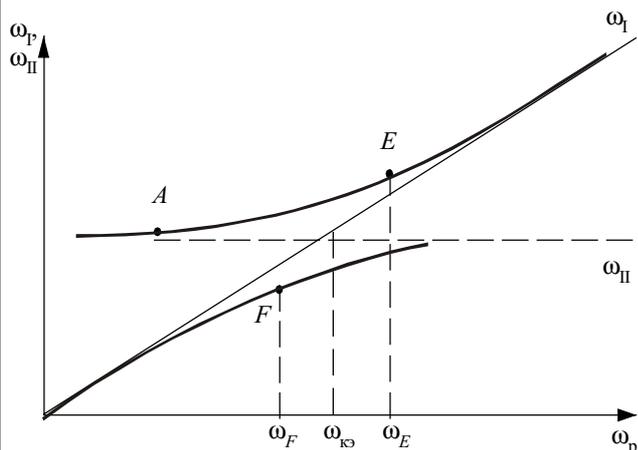


Рис. 3. Зависимость выходных частот генерации от собственной частоты резонатора ($\omega_{кэ}$ — резонансная частота эквивалентного контура, точкам E и F соответствует потеря устойчивости колебаний на частотах ω_1 и ω_{II} при больших нагрузках автогенератора)

Задача состоит в том, чтобы определить, на какой из этих частот в конкретной схеме будут поддерживаться колебания и в какой мере они устойчивы. Для этого можно воспользоваться результатами анализа свободных колебаний двух связанных контуров [5, с. 157—160, 213—215] в пределах, ограниченных следующими условиями. Так как режим работы исследуемой нами системы состоит в том, что характер «вынуждающего» напряжения-сигнала в установившемся режиме должен всецело определяться характером «свободных» колебаний, то включение МЭП-диода не вносит неравноправия в систему до тех пор, пока частотные и энергетические возможности диода не ограничивают развитие колебаний в системе, т. е., по меньшей мере, пока отсутствует эффект частотного насыщения и частотный спектр отрицательного сопротивления не уже диапазона частот, задаваемого системой связанных контуров. В первоначальный момент после запуска генератора (когда амплитуды малы) такие условия выполняются в наибольшей мере.

Как следует из известного из теории колебаний механизма взаимодействия двух колебаний с нелинейным элементом, при воздействии двумя колебаниями с амплитудами E_1 и E_2 на элемент, обладающий ограничительной характеристикой вида типичной ВАХ МЭП-диода, соотношение амплитуд (при условии $E_1 > E_2$) будет изменяться в пользу E_1 как более сильного колебания. В стационарном режиме уста-

новится колебание на одной из частот, если выбрать напряжение смещения так, чтобы рабочая точка находилась вблизи плоской части ВАХ. И такой режим мог бы быть устойчивым. Однако при уменьшении амплитуды колебаний в контуре может произойти потеря контролирующего влияния ВЧ-поля данной частоты на доменную неустойчивость, что скажется в скачкообразном изменении режима — диод будет работать либо на второй частоте связи, либо на пролетной частоте. Такое поведение генератора отражено зависимостью на **рис. 3**.

В целом же концепция использования магнитоуправляемого широкодиапазонного генератора со сферой ЖИГ в качестве управляемого контура выглядит продуктивной.

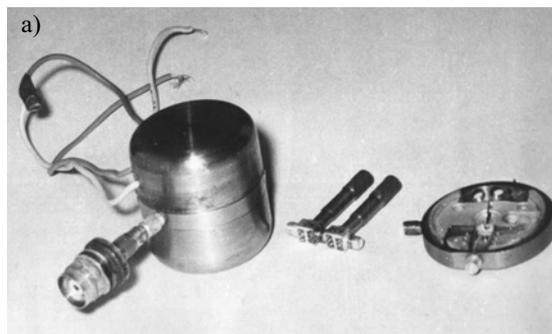


Рис. 4. Лабораторная модель измерителя магнитных полей:
 a — общий вид измерителя;
 b — элементы конструкции измерителя

нами разработаны конструкции измерителей магнитных полей диапазона $50...200 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ (**рис. 4**), в которых полусферические ферритовые резонаторы размещены в объеме интегральных (планарных) арсенидгаллиевых полупроводниковых устройств. При помощи таких устройств возможно измерение магнитных полей до $350 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ с погрешностью, не превышающей 3% измеряемой величины, что удовлетворительно для электродинамических транспортных средств с магнитной левитацией [1].

График зависимости частоты генерации от величины тока (**рис. 5**), а следовательно, и от напряженности магнитного поля, демонстрирует высокую меру

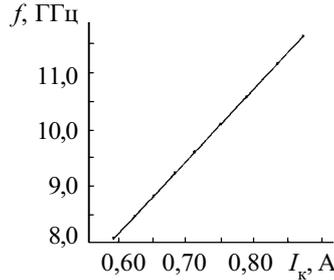


Рис. 5. Зависимость частоты генерации f от тока электромагнита I_k

линейности величины информационного сигнала (в частотном измерении) от напряженности магнитного поля.

Таким образом, датчик, построенный на основе широкодиапазонного автогенератора с использованием сферического ЖИГ-резонатора в двух ортогональных витках, характеризуется достаточно линейной зависимостью частоты информационного СВЧ-сигнала от величины магнитного поля для напряженностей магнитных полей, отличающихся на порядок. Такая конструкция датчика перспективна, поскольку допускает использование сферических резонаторов из планарных ферритов (бариевых гексаферритов), размещаемых непосредственно в объеме интегрального арсенидгаллиевого генератора Ганна [3], при этом измерение напряженности магнитных полей возможно до $350 \text{ кА} \cdot \text{м}^{-1}$ с погрешностью, не превышающей 3% от измеряемой величины.

Дальнейшим шагом в направлении намеченной цели явилась разработка и создание измерителя магнитных полей на базе магнитоуправляемого полупроводникового СВЧ-автогенератора волноводной конструкции [6].

Волноводная конструкция измерителя магнитных полей

При испытаниях полигонной модели магнитолевирующего транспортного средства с автогенераторными измерителями магнитных полей выявилось, однако, что девиация магнитных полей в транспортных системах с электродинамическим подвешиванием существенно ниже установленного заранее интервала магнитных полей. В связи со сложностью конструктивного и технологического исполнения указанных измерителей, обусловленной, в частности, необходимостью модернизации серийных корпусных диодов Ганна, возникает задача упрощения и удешевления измерителей, но с сохранением упомянутых ранее преимуществ автогенераторных измерителей магнитных полей.

Был разработан и в лабораторных условиях испытан измеритель магнитных полей на базе магнитоуправляемого полупроводникового СВЧ-автогенератора волноводной конструкции при размещении магниточувствительного элемента резонансной цепи (ферритовой пластинки) автогенератора в объеме волноводного призматического резонатора. В такой конструкции измерителя отпадает необходимость декорпусирования генераторных диодов, упрощается настройка устройства. Важным обстоятельством при этом остается определение условий, при которых обеспечиваются линейность перестроечной характеристики и — при необходимости — возможность изменения крутизны передаточной характеристики измерителя.

В [7] представлены соотношения для определения относительного изменения резонансной частоты f волноводного призматического резонатора за счет намагничивания ферритовой пластинки, расположенной на боковой стенке прямоугольного резонатора —

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{f - f_0}{f} = -\frac{c}{a} \frac{l}{(l^2 + m^2 a^2)} (\mu_{\perp} - 1) = -\frac{2d}{\lambda_0} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^3 (\mu_{\perp} - 1)$$

и у торца —

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{d \cdot m^2 a^2}{(l^2 + m^2 a^2) \cdot a} (\mu_{\perp} - 1) = -\frac{2d}{m \lambda_0} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right]^{3/2} (\mu_{\perp} - 1).$$

Здесь c — электродинамическая постоянная, равная $3 \cdot 10^{10} \text{ см} \cdot \text{с}^{-1}$;

a, l — ширина и длина резонатора, соответственно;

m — число полуволн вдоль длины резонатора;

$\mu_{\perp} = \mu - (\mu_0^2 / \mu)$;

μ_0, μ, μ_z — компоненты тензора магнитной проницаемости феррита

$$\|\mu\| = \begin{vmatrix} \mu & i\mu & 0 \\ i\mu & \mu & 0 \\ 0 & 0 & \mu_z \end{vmatrix};$$

i — мнимая единица;

d — толщина ферритовой пластины;

λ_0 — длина волны в свободном пространстве, соответствующая резонансу в пустом резонаторе на частоте f_0 ;

$\lambda_{\text{кр}} = 2a$ — критическая длина основной волны волновода одинаковых с резонатором поперечных размеров.

Следует заметить, что оба выражения получены в приближении метода возмущений (намагничивание вдоль оси, перпендикулярной широкой стенке волновода).

Из приведенных уравнений следует, что действие феррита на резонатор можно трактовать как уменьшение размеров широкой стенки резонатора в случае торцевого включения ферритовой пластинки. Действительно, при возрастании магнитного поля эффективная магнитная проницаемость μ_{\perp} феррита уменьшается и при некотором значении поля обращается в нуль, что оказывает на частоту резонанса такое же действие, как если бы металлическая стенка была придвинута к внутреннему краю феррита.

Данные соотношения относятся к полюсу резонатора. Наличие в резонаторе корпусного генераторного диода (диода Ганна) существенно усложняет картину распределения полей и токов в резонаторе, и поэтому зависимость частоты генерации от изменения параметров феррита может отличаться от зависимости, задаваемой вышеприведенными уравнениями. Вместе с тем соответствующим выбором элементов крепления диодов Ганна [8], а также элементов подстройки в цепи питания диодов, роль реактивных параметров диодов можно свести к минимуму.

В данной работе использовались диоды Ганна типа 3А723 Б, резонатор был выполнен на отрезке прямоугольного волновода сечением 23×10 мм. Включение диода Ганна в резонаторе осуществлялось так, что один конец диода с помощью узла крепления был гальванически связан с нижней широкой стенкой резонатора, а второй через блокировочную емкость (фильтр нижних частот) связывался с источником питания. Блокировочная емкость устанавливалась в подвижном поршне на коаксиальной линии аналогично [9], так что его регулировкой удавалось скомпенсировать реактивные параметры корпусного диода Ганна и снизить, тем самым, частотную зависимость генерируемой диодом Ганна выходной мощности. Нагруженную добротность колебательной системы, определяющую скорость перестройки частоты при

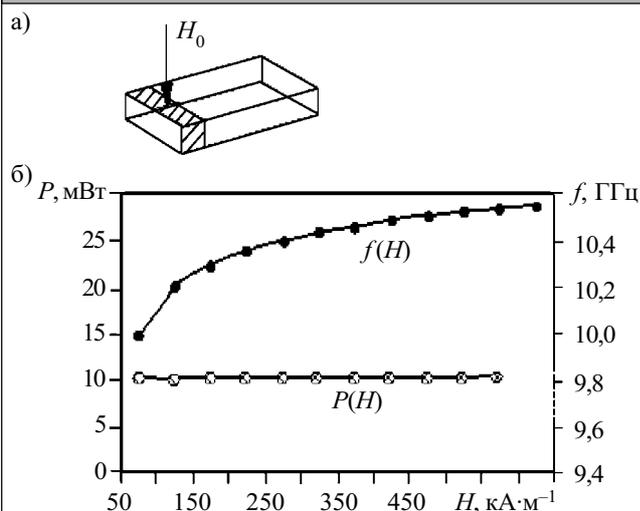


Рис. 6. Характеристики измерителя при торцевом включении магнитоуправляемого элемента

изменениях воздействующего на феррит магнитного поля, можно было изменять регулировкой индуктивной диафрагмы, устанавливаемой на излучательном конце резонатора, аналогично [9].

Пластинка феррита марки 40СЧ толщиной 4,9 мм с намагниченностью насыщения 0,085 Тл, действительной и мнимой частью относительной магнитной восприимчивости $\mu' = 1,0$, $\mu'' = 0,011$, действительной и мнимой частью электрической проницаемости $\epsilon' \approx 10$, $\epsilon'' \approx 5 \cdot 10^{-2}$ (на частоте 10 ГГц) устанавливалась на торцевой стенке резонатора (рис. 6, а), магнитное поле электромагнита, запитываемого от регулируемого источника постоянного тока, прикладывалось перпендикулярно широким стенкам резонатора.

На рис. 6, б представлены одна из типичных зависимостей частоты выходного сигнала от напряженности магнитного поля H вместе с зависимостью генерируемой мощности P (информационного сигнала) от напряженности магнитного поля. Величину информационного сигнала можно было увеличить, снижая толщину ферритовой пластинки, а диапазон генерируемых частот можно было регулировать посредством подвижного короткозамыкающего поршня с высокой фиксирующей способностью [10] без снижения виброустойчивости самого измерительного устройства.

Как видно из рис. 6, б, изменения мощности в исследуемом диапазоне магнитных полей незначительны, следовательно, явления амплитудно-частотной конверсии и вызванные этим погрешности в определении напряженности магнитного поля исключаются. Наблюдаемая незначительная неравномерность выходного сигнала f скорее всего обусловлена невысокой внешней добротностью колебательной системы. Этим обстоятельством можно, по-видимому, объяснить и отсутствие заметного уменьшения мощности выходного сигнала в области полей, соответствующих ферромагнитному резонансу. В диапазоне полей до $160 \text{ kA}\cdot\text{m}^{-1}$ крутизна перестройки составляет $12,5 \text{ МГц/kA}\cdot\text{m}^{-1}$ и соответствует вышеприведенной аналитической зависимости. Варьированием тол-

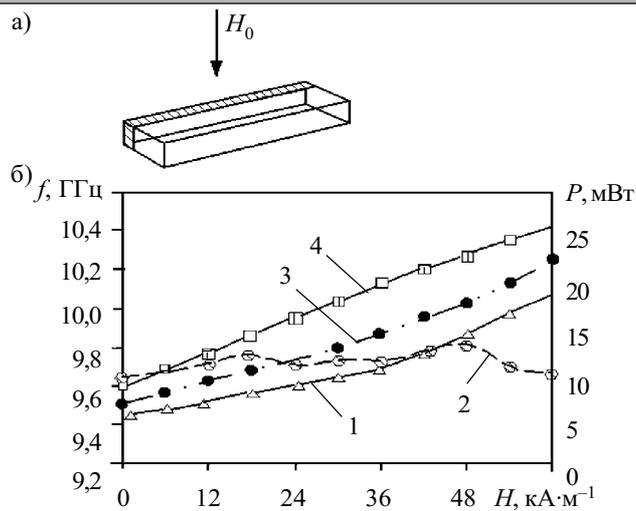


Рис. 7. Характеристики измерителя при размещении магнитоуправляемого элемента на боковой стенке призматического волноводного резонатора

щины ферритовой пластинки и длины резонатора удавалось обеспечить и более значительный линейный участок на кривой зависимости частоты выходного сигнала от напряженности магнитного поля.

Перестроечная характеристика автогенератора, в котором ферритовый вкладыш (также из феррита 40СЧ толщиной 4,9 мм) размещался на боковой стенке резонатора (рис. 7, а), работающего на волне H_{102} , с сечением волновода $23 \times 10 \text{ мм}$, приведена на рис. 7, б, кривая 1. Здесь же кривой 2 представлено изменение выходной мощности СВЧ-сигнала в диапазоне магнитных полей от 0 до $60 \text{ kA}\cdot\text{m}^{-1}$.

Из выражения для относительной перестройки резонатора следует резкая зависимость диапазона перестройки от величины критической длины волны ($\lambda_{кр}$), т. е. от размера широкой стенки резонатора a при тех же значениях частот СВЧ-сигнала: чем меньше $\lambda_{кр}$, тем шире будет диапазон перестройки. Указанная зависимость подтвердилась экспериментально при использовании волноводных резонаторов с различными поперечными размерами в качестве колебательной системы автогенератора.

На рис. 7, б кривыми 3 и 4 представлены перестроечные характеристики автогенераторов, волноводные резонаторы которых имели сечения $21,2 \times 10 \text{ мм}$ ($\lambda_0/\lambda_{кр} = 0,722$) и $19,1 \times 10 \text{ мм}$ ($\lambda_0/\lambda_{кр} = 0,8$), соответственно. Резонаторы с уменьшенными поперечными сечениями изготавливались на основе отрезков прямоугольного волновода сечением $23 \times 10 \text{ мм}$, в которых на узких стенках припаивались металлические пластинки толщиной 0,9 и 1,15 мм, соответственно. Зависимость уровня выходного сигнала в диапазоне изменения напряженности магнитного поля была аналогичной соответствующей зависимости для резонатора с поперечными размерами $23 \times 10 \text{ мм}$ (рис. 7, б, кривая 1) и характеризовалась незначительной неравномерностью (менее 1,7 дБ).

Ход кривой 3 на рис. 7, б хорошо совпадает с теоретической зависимостью. Зависимость девиации частоты от магнитного поля для резонатора с поперечным сечением $19,1 \times 10 \text{ мм}$ (кривая 4) несколько

иная, что может быть вызвано близостью ферритового вкладыша к генераторному диоду, где высокочастотное магнитное поле весьма неоднородно, значительны высшие составляющие. Независимо от причин, обуславливающих указанное различие, можно сделать вывод, что в автогенераторах с уменьшенным сечением волноводных резонаторов зависимость частоты СВЧ-излучения (являющегося информационным) от напряженности магнитного поля характеризуется высокой линейностью и большей крутизной по сравнению с конструкциями генераторов с номинальным поперечным сечением.

Заключение

Таким образом, разработанные автогенераторные измерители магнитных полей решают поставленную задачу: они обладают достаточно протяженной линейной характеристикой на зависимости "частота генерации — магнитное поле", максимальные значения генерируемой мощности приходятся на диапазон измеряемых магнитных полей, изменения генерируемой мощности в исследуемом диапазоне магнитных полей незначительны, следовательно, явления амплитудно-частотной конверсии и вызванные этим погрешности в определении напряженности магнитного поля исключаются. Все это предопределяет возможность использования рассмотренных измерителей магнитных полей не только при испытаниях полигонных моделей, но и в системе вертикальной стабилизации полномасштабных магнитолевитирующих транспортных средств.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Дзензерский В. А., Омеляненко В. И., Васильев С. В. и др. Высокоскоростной магнитный транспорт с электродинамической левитацией.— Киев: Наукова думка, 2001.
2. Соколовский И. И., Костылев С. А. Об использовании сферы железо-иттриевого граната в качестве управляемого контура в генераторах Ганна // Изв. вузов. Радиоэлектроника.— 1973.— Т. 16, № 3.— С. 118—119.
3. Костылев С. А., Гончаров В. В., Соколовский И. И., Челябин А. В. Полупроводники с объемной отрицательной проводимостью в СВЧ-полях.— К.: Наукова думка, 1987.
4. Лебедь Б. М., Николаева К. С. Квазистатическая цепь сферы ЖИГ с витком // Электронная техника. Сер. Ферритовая техника.— 1969.— Вып. 5.— С. 17—21.
5. Малкин И. Г. Некоторые задачи теории нелинейных колебаний.— М.: Изд-во технико-теоретической литературы, 1956.
6. А. с. 669469 СССР. Перестраиваемый генератор / И. И. Соколовский, З. Л. Винтман, А. Г. Яцуненко.— 1979.— Бюл. № 23.
7. Ковтун Н. Н., Коробкин В. А., Терещенко А. Н. Перестройка прямоугольных СВЧ резонаторов ферритами // Тр. радиотех. ф-та Харьковского госуниверситета.— 1962.— Вып. 5.— С. 129—131.
8. Пат. 57222 А України. Вузел кріплення напівпровідникового діода / І. І. Соколовський, С. В. Плаксін, М. Я. Житник та ін.— 2003.— Бюл. № 6.
9. Соколовский И. И., Костылев С. А. Перестройка генераторов Ганна электрически управляемой емкостью // Радиотехника.— 1973.— Т. 28, № 3.— С. 102—103.
10. Коломойцев В. Ф., Плаксин С. В., Соколовский И. И. Короткозамыкающий поршень для полупроводниковых СВЧ генераторов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ.— 1984.— Вып. 7.— С. 8—10.

Д. ф.-м. н. А. М. ГАСАНОВ, д. ф.-м. н. Ф. Д. КАСИМОВ,
А. Э. ЛЮТФАЛИБЕКОВА

Азербайджан, г. Баку, Азербайджанское национальное
аэрокосмическое агентство
E-mail: ssddb@azerin.com

Дата поступления в редакцию
13.01 2004 г.

Оппонент д. т. н. Н. А. ФИЛИНЮК
(ВНТУ, г. Винница)

МИКРОНЕГАТРОННЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДАВЛЕНИЯ НА ОСНОВЕ КРЕМНИЕВОЙ МОП-СТРУКТУРЫ

Исследовано влияние локального анизотропного давления на кремниевую МОП-структуру. Предложена негatronная схема, преобразующая давление в частоту.

Развитие аэро- и авиакосмической, автомобильной и бытовой техники, создание научной аппаратуры для исследования и контроля параметров окружающей среды требует разработки надежных и малогабаритных полупроводниковых датчиков механических величин. Наиболее перспективным материалом для изготовления микроэлектронных чувствительных элементов для таких датчиков остается кремний [1].

В данной работе приведены результаты исследования влияния локального анизотропного давления, создаваемого с помощью стальной иглы диаметром

50 мкм, на электрические свойства кремниевых МОП-структур и рассмотрена негatronная схема, преобразующая давление в частоту.

Образцы изготавливались на кремниевых пластинах КЭФ-1 с плоскостью кристаллографической ориентации (111). Пластины химически обрабатывались и полировались, затем термически окислением в атмосфере сухого кислорода выращивался окисел толщиной 0,1 мкм. На поверхность окисла вакуумным испарением наносили пленку алюминия толщиной 1 мкм. Измерялись высокочастотные (1 МГц) вольт-емкостные ($C-V$) характеристики с помощью моста полных проводимостей Л2-7.

Результаты измерений $C-V$ -характеристик при различных значениях давления показаны на рис. 1.

При положительном напряжении на затворе емкость структуры постоянна. Это объясняется тем, что