

Д.т.н., проф. В.С. Осадчук,
д.т.н., проф. А.В. Осадчук

Украина, г.Винница, Винницкий национальный
технический университет
E-mail: osa@lili.vstu.vinnica.ua

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНЫМ ПРИНЦИПОМ РАБОТЫ

Вступление

Характеристики радиоизмерительных преобразователей определяют точность и надежность систем радиоуправления, приборов контроля технологических процессов, характеристик окружающей среды, безопасность работы ядерных, тепловых, химических установок, летательных аппаратов, морских объектов, транспорта и т.п. В связи с этим к радиоизмерительным преобразователям, которые измеряют разнообразную информацию, выдвигаются жесткие требования. Эти приборы должны быть экономичными, помехоустойчивыми, обеспечивать высокое быстродействие, чувствительность и точность измерения, иметь по возможности меньшие габариты и вес, быть совместимыми с современными персональными компьютерами и позволять кодирование информации во время передачи ее на большие расстояния.

Поэтому одним из перспективных научных направлений в разработке радиоизмерительных преобразователей, предложенных в работе, является использование зависимости реактивных свойств и отрицательного сопротивления полупроводниковых приборов от влияния внешних физических величин и создания на этой основе нового класса радиоизмерительных микроэлектронных преобразователей температуры, давления, магнитного поля, оптического излучения. В устройствах такого типа происходит преобразование температуры, давления, магнитной индукции, оптического излучения и других внешних влияний в частотный сигнал, что позволяет создавать радиоизмерительные преобразователи по интегральной технологии и дает возможность повысить быстродействие, точность и чувствительность, расширить диапазон измеряемых величин, улучшить надежность, помехоустойчивость и долговременную стабильность параметров [1-3]. Кроме того, объединение на одном кристалле радиоизмерительного преобразователя со схемами обработки информации дает возможность создания "интеллектуальных" устройств. Использование как информативного параметра частоты позволяет избежать применения усилительных устройств и аналого-цифровых преобразователей при обработке информации, что снижает себестоимость систем радиоконтроля и радиоуправления [4-6]. Таким образом, на повестку дня уже сегодня стоит необходимость разработки качественно новых теоретических подходов к созданию радиоизмерительных микроэлектронных преобразователей, разработки их схем и конструкций, экспериментального исследования их характеристик, метрологических параметров, внедрение их в производство.

Теоретические и экспериментальные исследования реактивных эффектов в транзисторных структурах

Для построения радиоизмерительных преобразователей физических величин необходимо разработать элементы теории термореактивного, фотореактивного, тензореактивного и магнитореактивного эффектов для чувствительных элементов в виде биполярных и полевых транзисторов радиоизмерительных преобразователей. Под вышеупомянутыми эффектами понимают зависимость полного сопротивления биполярных и полевых транзисторов от действия температуры, оптического излучения, магнитного поля и давления. Для определения в аналитическом виде зависимости полного сопротивления чувствительных элементов от перечисленных влияний необходимо получить решение уравнения переноса и уравнение Пуассона для переменных токов в виде распределения инжектированных носителей заряда в базовой области биполярных и канале полевых транзисторов, которое зависит от температуры, оптического излучения магнитного поля и давления.

Процессы влияния оптического излучения на чувствительные биполярные структуры, которые вызывают появление фотореактивного эффекта, описываются уравнением переноса. Тем не менее в этом случае уравнения переноса усложняется за счет процессов генерации носителей заряда и образование электрического поля в базовой области при действии переменного напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах.

С учетом этих процессов получено аналитическое выражение полного сопротивления активной зоны кристалла фоточувствительного биполярного транзистора

$$Z_0 = -\frac{2kT}{SqD(b+1)} \frac{\int_0^W \frac{A_1(1/l_1) - A_2(1/l_2)}{A_1 e^{x/l_1} + A_2 e^{-x/l_2} - Y} dx}{A_1 \frac{1}{l_1} - A_2 \frac{1}{l_2}} + \frac{kT}{q(b+1)} \times$$

$$\times \int_0^W \frac{\alpha G(0) e^{-\alpha x}}{qSD^2 \left(\alpha^2 - \frac{\alpha l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2} \right) \left[\frac{A_1}{l_1} - \frac{A_2}{l_2} \right] \left[A_1 e^{x/l_1} + A_2 e^{-x/l_2} - Y \right]} dx +$$

$$+ \frac{kT}{q(b+1)} \int_0^W \frac{A_1(1/l_1) e^{\frac{x}{l_1}} - A_2(1/l_2) e^{-\frac{x}{l_2}}}{qDS \left[\frac{A_1}{l_1} - \frac{A_2}{l_2} \right] \left[A_1 e^{x/l_1} + A_2 e^{-x/l_2} - Y \right]} dx, \quad (1)$$

где
$$Y = \frac{G(0)e^{-\alpha x}}{D\left(\alpha^2 - \alpha \frac{l_E}{L^2} - \frac{1}{L^2}\right)},$$

k - постоянная Больцмана, q - заряд электрона, T - температура, D - коэффициент биполярной диффузии, α - коэффициент поглощения света, $l_E = \mu_E \tau E$, L - диффузионная длина, μ_E - биполярная подвижность, τ - время жизни носителей заряда, $b = \mu_n / \mu_p$ - отношение подвижности электронов μ_n к подвижности дырок μ_p , E - напряженность электрического поля в базовой области, $G(0)$ - скорость генерации носителей заряда на поверхности, S - площадь базовой области, W - толщины базовой области, A_1, A_2 - соответственно коэффициенты, которые определяются из граничных условий величин концентрации электронов на границе эмиттерного и коллекторного переходов с базой, $1/l_1, 1/l_2$ - корни характеристического уравнения, левой части уравнения переноса, x - координата в направлении движения носителей заряда.

Согласно выражению (1) с учетом влияния элементов, которые не относятся к активной зоне кристалла, рассчитаны и экспериментально исследованы зависимости активной и реактивной составляющих полного сопротивления фоточувствительного элемента от мощности оптического излучения, которые представлены на рис.1.

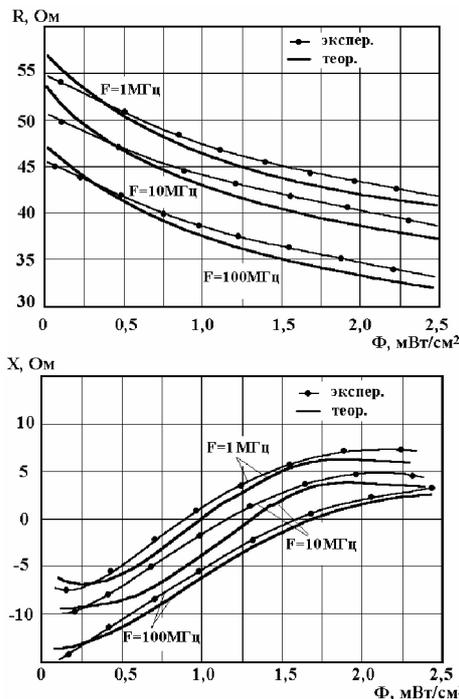


Рис.1. Зависимость активной и реактивной составляющих полного сопротивления биполярного транзистора от мощности оптического излучения

Как видно из графика, изменение реактивной составляющей от мощности оптического излучения составляет 11,8 Ом/мВт/см². Аналогичные расчеты и экспериментальные исследования были проведены для определения полного сопротивления фоточувствительного полевого транзистора, которые показали, что изменение

реактивной составляющей от мощности оптического излучения составляет 20 Ом/мВт/см².

При анализе термореактивного эффекта считается, что транзисторный чувствительный элемент работает при низких уровнях инжекции, роль основных носителей заряда в областях эмиттера, базы и коллектора заключается в обеспечении квазинейтральности, рассматривается стационарный случай при одномерном движении носителей заряда. Эти упрощения облегчают анализ процессов в базовой области, уравнение переноса которое решается при определенных значениях предельных концентраций на границе эмиттера и коллектора позволяет определить распределение концентрации инжектированных носителей заряда от координаты за счет переменного напряжения. На основе распределения концентрации определяют переменный ток, который протекает через базовую область, что позволяет определить полное сопротивление. Тем не менее в реальных структурах необходимо еще учесть влияние температуры на те элементы, которые не входят в активную зону кристалла биполярного транзистора. С учетом этого замечания рассчитана зависимость полного сопротивления термочувствительного биполярного элемента от действия температуры:

$$\begin{aligned} Z_{KB} = & \left[U_2 \left(A_1 A_2 \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) + \frac{A_1}{\omega^2 C_{bc}^2(T)} - \right. \right. \\ & - A_3^2 \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) - A_2 R_b^2(T) + \\ & \left. \left. + j \frac{2 A_3 R_b(T)}{\omega C_{bc}(T)} \right) \right] / \left[A_1 (U_2 - I_{p1} A_5) \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) + \right. \\ & \left. + j \frac{A_1 \left(j \frac{I_{p1}}{\omega C_{bc}(T)} - A_4 I_{p2} \right)}{\omega C_{bc}(T)} + \right. \\ & \left. + j \frac{R_b(T) \left(U_1 - I_{p1} \left(\frac{1}{j \omega C_{be}(T)} + R_b(T) \right) \right)}{\omega C_{bc}(T)} - \right. \\ & - A_3 R_b(T) \left(j \frac{I_{p1}}{\omega C_{bc}(T)} - A_4 I_{p2} \right) - R_b^2(T) \times \\ & \times (U_2 - I_{p1} A_5) - \left(A_4 - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} \right) \times \\ & \left. \left. \times A_3 \left(U_1 - I_{p1} \left(R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} \right) \right) \right) \right], \end{aligned} \tag{2}$$

где
$$A_1 = Z_{R1} + R'_b + j\omega L_b + R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} + R'_e(T) + R'_e + j\omega L_e,$$

$$A_2 = R_c(T) + R'_c + j\omega L_c - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)} + R'_e(T) + R'_e + j\omega L_e,$$

$$A_3 = R_e(T) + R'_e + j\omega L_e - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)},$$

$$A_4 = R_b(T) - j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)}, \quad A_5 = -j \frac{1}{\omega C_{bc}(T)} - j \frac{1}{\omega C_{be}(T)},$$

$$I_{p1} = I_{be2}(T) + I_{be1}(T) / \beta_F(T) + (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q_b - I_{bc2}(T) - I_{bc1}(T) / \beta_R(T),$$

$$I_{p2} = I_{bc2}(T) + I_{bc1}(T) / \beta_R(T) - (I_{be1}(T) - I_{bc1}(T)) / Q_b - I_{be1}(T) / \beta_F(T) - I_{be2}(T),$$

C_{bc} - емкость база-коллектор, C_{be} - емкость база-эмиттер, R_e - сопротивление эмиттера, R_b - сопротивление базы, R_c - сопротивление коллектора, L_e, L_c, L_b - индуктивности выводов эмиттера, коллектора и базы, соответственно, T - температура.

На рис.2 представлены теоретические и экспериментальные зависимости активной и реактивной составляющих полного сопротивления на электродах эмиттер-коллектор от температуры. Как видно из графика, изменение реактивной составляющей от температуры составляет 0,7 Ом/°С, что позволяет осуществить практическую разработку микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей температуры.

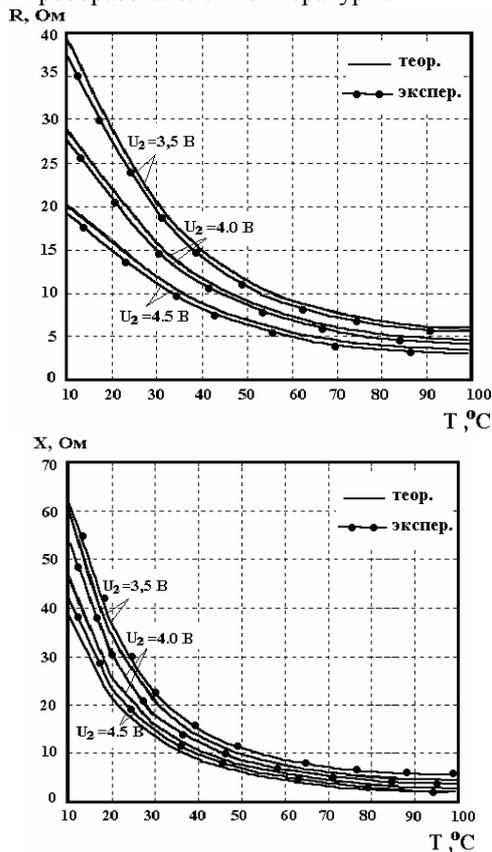


Рис.2. Зависимость активной и реактивной составляющих полного сопротивления термочувствительного элемента от температуры

При рассмотрении магнитореактивного эффекта в магниточувствительных элементах на основе полевых транзисторов необходимо определить полное сопротивление на электродах исток-сток при расположении чувствительного элемента в поперечном магнитном поле. В этом случае возникает магниторезистивный эффект, ко-

торый приводит к зависимости тока канала от магнитной индукции. При использовании полевого транзистора как элемента Холла распределение потенциала в канале и определение холловского напряжения можно получить на основе решения уравнения Пуассона, которое дает возможность оптимизировать расположение контактов, из которых снимается напряжение Холла. Проведенные расчеты позволили получить полное сопротивление магниточувствительного элемента. Изменение реактивной составляющей от магнитной индукции для полевого магниточувствительного элемента составляет 0,6 Ом/мТ, а для биполярного магниточувствительного элемента – 12,5 Ом/мТ.

Тензореактивный эффект, который возникает в чувствительных элементах на основе биполярных и полевых транзисторов при действии давления, описывается на основе зависимости полного сопротивления от действия давления. Полученные аналитические зависимости позволили рассчитать изменение реактивной составляющей для биполярного тензотранзистора, что составляет 20 Ом/кг/мм², а для полевого тензотранзистора – 30 Ом/кг/мм².

Итак, анализ полученных теоретических расчетов зависимости реактивной составляющей полного сопротивления термочувствительных, фоточувствительных, тензочувствительных и магниточувствительных элементов показывает, что эта зависимость существенна от температуры, оптического излучения, давления и магнитного поля, что подтверждает возможность практического применения этих эффектов для создания микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей.

На основе термореактивного эффекта разработаны методы построения радиоизмерительных преобразователей температуры, на базе которых получена зависимость активных и реактивных составляющих полного сопротивления структуры, частоты генерации, чувствительности от температуры, режимов питания, выполнены экспериментальные исследования характеристик преобразователей, что подтвердило справедливость теоретических положений.

Электрические режимы работы микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей существенным образом влияют на их параметры. Прохождение тока через транзисторы, сопротивления и другие элементы приводит к повышению температуры за счет рассеивания мощности. Анализ теплового состояния интегральной схемы является сложной задачей, решение которой возможно провести на основе математического моделирования с учетом физических процессов и особенности конструкции интегральной схемы. Решение нестационарного уравнения теплопроводности позволило определить параметры переходного процесса, который воссоздает зависимость температуры от времени для разных участков поверхности интегральной схемы преобразователя. Время достижения установившегося режима не превышает $6 \cdot 10^{-4}$ с. Максимальная температура перегрева для элементов интегральной схемы преобразователя не превышает 5,3 °С.

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи температуры

Рассмотрим радиоизмерительный термочувствительный преобразователь на основе биполярных транзи-

сторов. Его схема содержит два биполярных транзистора, питание которых через резисторы R_1 , R_2 и R_3 осуществляют два источника постоянного напряжения U_1 и U_2 (рис.3) [7].

На электродах между коллекторами транзисторов в результате действия положительной обратной связи существует полное сопротивление, активная составная которого имеет отрицательное значение, а реактивная составляющая – емкостный характер. Подключение внешней индуктивности L_1 к электродам коллектора позволяет создать автогенератор электрических колебаний, частота генерации которого зависит от температуры.

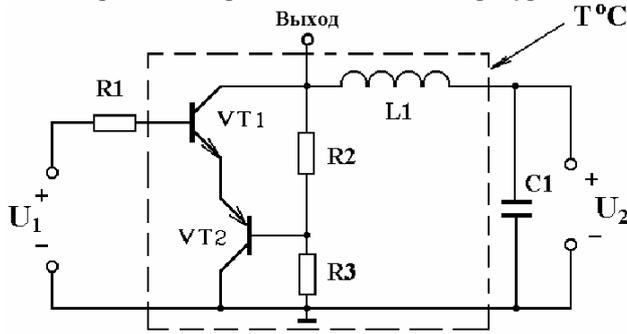


Рис.3. Электрическая схема частотного преобразователя температуры на основе биполярных транзисторов

Функция преобразования, которая определяет зависимость частоты генерации от температуры, изображена на рис.4. Из графика видно, что повышение температуры в диапазоне от $-100\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+100\text{ }^{\circ}\text{C}$ приводит к почти линейному снижению частоты генерации на 500 кГц . Этот спад частоты генерации вызван термогенерацией носителей заряда, которая увеличивает эквивалентную емкость биполярной транзисторной структуры при неизменных напряжениях питания и управления. Чувствительность преобразователя при $20\text{ }^{\circ}\text{C}$ составляет $3\text{ кГц}/^{\circ}\text{C}$. Расхождение теоретических и экспериментальных исследований составляет $\pm 5\%$.

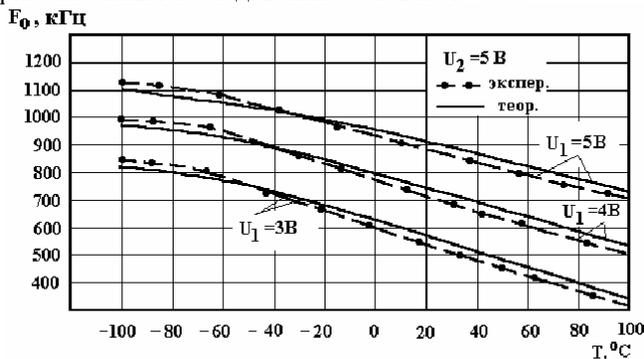


Рис.4. Теоретическая и экспериментальная зависимость частоты генерации от температуры

Для расширения диапазона измеряемых температур как в сторону возрастания ($+800\text{ }^{\circ}\text{C}$), так и в сторону уменьшения ($-180\text{ }^{\circ}\text{C}$) в цепь положительной обратной связи преобразователя включалось термосопротивление. Как показали исследования, чувствительность преобразователя с полупроводниковым термосопротивлением на порядок лучше чем с металлическим термосопротивлением и составляет $2,2 \cdot 10^3\text{ Гц}/^{\circ}\text{C}$ при $100\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Дальнейшее улучшение параметров термочувствительного радиоизмерительного преобразователя воз-

можно получить на основе схемы с активным индуктивным элементом (рис.5), что позволяет полностью изготовить его в виде интегральной схемы [8].

Термочувствительные биполярные транзисторы VT1, VT2 и VT3 реализуют генератор электрических колебаний, в котором колебательный контур образован емкостной составляющей полного сопротивления на электродах коллектор-коллектор термочувствительных биполярных транзисторов VT1 и VT2 и индуктивной составляющей полного сопротивления на электродах эмиттер-коллектор термочувствительного биполярного транзистора VT3. Таким образом, при действии температуры на термочувствительные транзисторы VT1, VT2 и VT3 изменяется как емкость, так и индуктивность колебательного контура генератора, что значительно повышает чувствительность и точность измерения температуры.

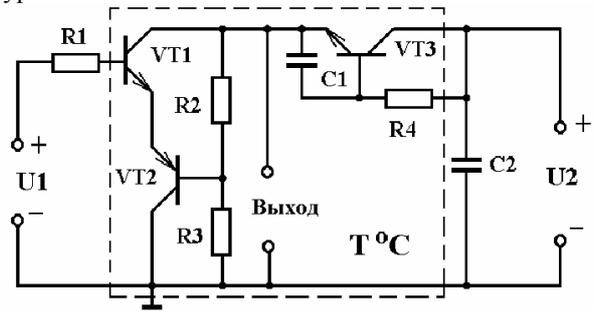


Рис.5. Схема преобразователя температуры с активным индуктивным элементом

На основе системы уравнений Кирхгофа, согласно нелинейной эквивалентной схеме преобразователя, получены аналитические выражения и осуществлена их экспериментальная проверка. Функция преобразования имеет вид

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{EKB}(T)}}} \cdot \pi \quad (3)$$

Уравнение чувствительности определяется на основе (3) и описывается выражением:

$$S_T = \frac{\sqrt{2}}{4} \left(\frac{\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T}}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{EKB}(T)} - \frac{N_1 \left(\frac{\partial C_{jbe}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)^2 C_{jbc}(T)L_{EKB}(T)} - \frac{N_1 \left(\frac{\partial C_{jbc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)^2 L_{EKB}(T)} \right) \left/ \pi \sqrt{\frac{2N_1}{C_{jbe}(T)C_{jbc}(T)L_{EKB}(T)}}} \right. \quad (4)$$

где $N_1 = (C_{jbe}(T) + C_{jbc}(T))$, C_{jbe} - емкость эмиттерного перехода, C_{jbc} - емкость коллекторного перехода, L_{EKB} - эквивалентная индук-

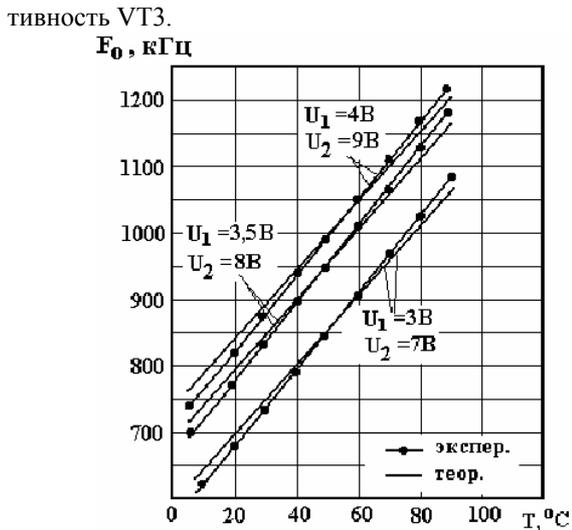


Рис.6. Теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от температуры

Теоретическая и экспериментальная зависимости функции преобразование представлены на рис.6, при этом чувствительность составляла (3-9) кГц/°С.

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи оптического излучения

На основе фотореактивного эффекта представлены теоретические и экспериментальные исследования оптических радиоизмерительных преобразователей, в которых учтен эффект взаимодействия оптического излучения с металлом затвора, с базой и каналом биполярного и полевого транзисторов в динамическом режиме, что позволило на основе моделей рассчитать характеристики преобразователей и экспериментально доказать их адекватность моделям.

Конструктивно фоточувствительный преобразователь состоит из арсенид галлиевый полевой транзистора с барьером Шоттки и биполярного транзистора (рис.7). Эта схема есть базовой для построения оптических преобразователей и их работы в диапазоне сверх высоких частот [9].

Вольтамперная характеристика этой структуры имеет участок отрицательного сопротивления, которое позволяет компенсировать потери энергии в колебательном контуре, образованном эквивалентной емкостью коллектор-сток структуры и внешней индуктивностью. Функция преобразования рассчитывается из системы уравнений, составленных на основе эквивалентной схемы преобразователя (рис.8).

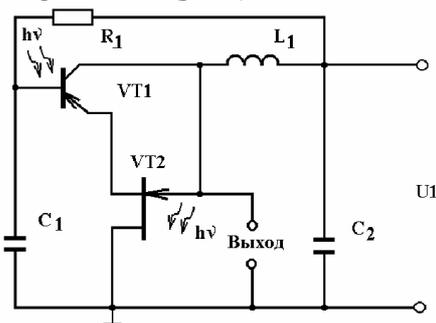


Рис.7. Электрическая схема преобразователя на основе полевого и биполярного транзисторов

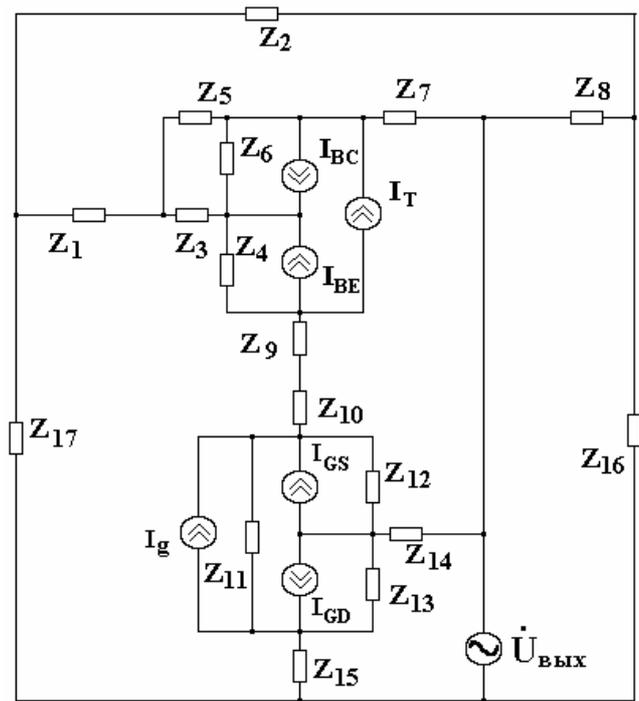


Рис.8. Нелинейная эквивалентная схема преобразователя по переменному току

$$\begin{aligned}
 Z_2 &= R_1, & Z_1 &= R'_B + j\omega L_B, & Z_3 &= R_B, \\
 Z_4 &= -j/(\omega C_{BE}), & Z_5 &= -j/(\omega C_{bx}), \\
 Z_6 &= -j/(\omega C_{BC}), & Z_7 &= R_C + R'_C + j\omega L_C, & Z_8 &= j\omega L_1, \\
 Z_9 &= R_E + R'_E + j\omega L_E, & Z_{10} &= R_S + R'_S + j\omega L_S, \\
 Z_{11} &= -j/(\omega C_{DS}), & Z_{12} &= -j/(\omega C_{GS}), \\
 Z_{13} &= -j/(\omega C_{GD}), & Z_{14} &= R_G + R'_G + j\omega L_G, \\
 Z_{15} &= R_D + R'_D + j\omega L_D, & Z_{16} &= -j/(\omega C_2), \\
 Z_{17} &= -j/(\omega C_1),
 \end{aligned}$$

R_B, R'_B - сопротивления базы и базового контакта, L_B, L_C, L_E - индуктивности базового, коллекторного и эмиттерного выводов, R_C, R'_C - сопротивления коллектора и коллекторного контакта, R_E, R'_E - сопротивления эмиттера и эмиттерного контакта.

Как и в предыдущих случаях, решение системы уравнений Кирхгофа проводилось методом Гаусса на персональном компьютере с помощью пакета программ "Matlab 5.2". Из системы уравнений определяется функция преобразования:

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{M_1 + C_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_2 + C_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)}{LC_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2}} \quad (5)$$

где

$$M_1 = C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2 + C_{bc}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2.$$

Уравнение чувствительности определяется на основе (5):

$$S_{\Phi} = \frac{1}{4} \left(\left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{be}(\Phi) \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_2 + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{bc}(\Phi) C_2 \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{be}(\Phi) C_2 + \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_2 + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) + \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_{ds}(\Phi) + \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) \right) / (LC_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2) - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{LC_{bc}^2(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{LC_{bc}(\Phi) C_{be}^2(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{LC_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}^2(\Phi) C_2} \Bigg) / \left(\pi \sqrt{\frac{A_1}{A_2}} \right), \quad (6)$$

где

$$A_1 = C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{bc}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_2 + C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_{bc}(\Phi),$$

$$A_2 = LC_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2,$$

Φ - мощность оптического излучения.

На рис.9 представлена зависимость частоты генерации от мощности излучения при разных длинах волн падающего света. Как видно из графика, наилучшую чувствительность можно получить, если длина волны равна 0,7 мкм. Чувствительность оптического преобразователя при мощностях более чем 10 мкВт/см² составляет 25 кГц/мкВт/см².

Экспериментальные и теоретические исследования оптических преобразователей с активным индуктивным элементом на основе полевых транзисторов типа BSS284 и BF998 позволила получить функцию преобразования в диапазоне частот до 2·10⁹ Гц при значениях чувствительности 15 кГц/мкВт/см². Погрешность измерения мощности оптического излучения составляет ±0,52%.

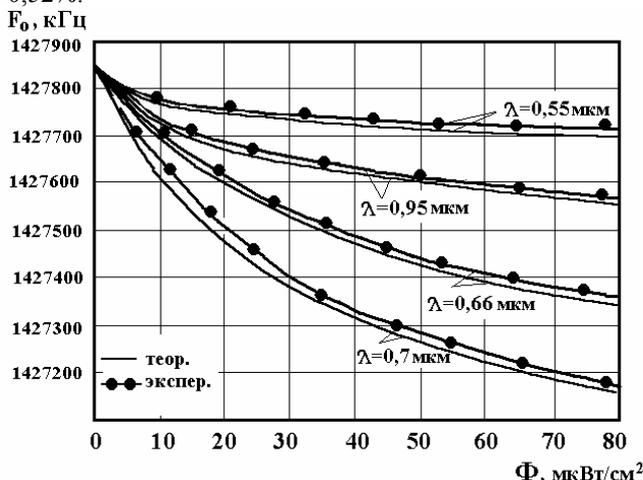


Рис.10. Зависимость частоты генерации от мощности оптического излучения

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи магнитной индукции

На основе магнитореактивного эффекта разработаны теоретические основы и методы построения магнитных радиоизмерительных преобразователей, которые учитывают влияние магнитного поля на распределение концентрации инжектированных носителей заряда в базе биполярных и канале полевых транзисторов, которые составляют схему преобразователей. Это приводит к зависимости элементов нелинейных эквивалентных схем от магнитного поля, что дает возможность построить математические модели и на их основе рассчитать характеристики магнитных преобразователей и провести их экспериментальное исследование.

Действие магнитного поля на чувствительные биполярные структуры проявляется в искривлении траектории инжектированных носителей заряда, которое вызывает увеличение эффективной длины базы и отклонение части носителей заряда от коллектора. Роль последнего эффекта возрастает с уменьшением ширины эмиттера и коллектора, что обеспечивает возрастание магниточувствительности.

Схема магнитного радиоизмерительного преобразователя представлена на рис.11. Она состоит из гибридной интегральной схемы на основе кристаллов полевых транзисторов BSS284 и BF998, причем в цепь обратной связи включен магниторезистор R1, на который действует магнитное поле. На основе нелинейной эквивалентной схемы преобразователя составлена система уравнений Кирхгофа, из которой определена функция преобразования и уравнение чувствительности. Чувствительность частотного преобразователя составляет 800 Гц/мТ на рабочей частоте 1592 кГц [10].

Как магниточувствительный элемент можно использовать длинный диод, который включен в прямом режиме вместо резистора R1. На основе нелинейной эквивалентной схемы преобразователя составлена система уравнений Кирхгофа, согласно которой определена функция преобразования и уравнение чувствительности.

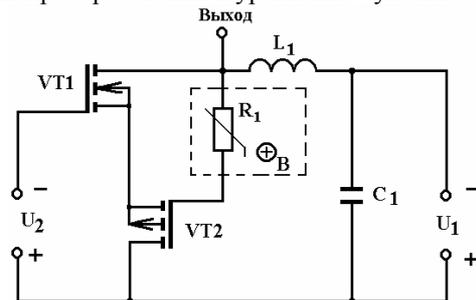


Рис.11. Электрическая схема частотного магнитного преобразователя с магниторезистором

Функция преобразования описывается выражением:

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{A_1 - \sqrt{A_1^2 + 4L_1 C_{GD} R_e^2(B) C_e^2(B)}}}{4\pi L_1 C_{GD} R_e^2(B) C_e^2(B)}, \quad (7)$$

где $A_1 = R_e^2(B) C_{GD} C_e(B) + R_e^2(B) C_e^2(B) - L_1 C_{GD}$, C_{GD} - емкость затвор-сток, L_1 - внешняя индуктивность, R_e - сопротивление р-п перехода магниточувствительного элемента.

вительного диода, C_e - диффузная емкость магнито-чувствительного диода, B - магнитная индукция.

Чувствительность преобразователя имеет вид:

$$S_B = -\frac{1}{8}\sqrt{2}\left(C_e(B)R_e^3(B)\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right)\sqrt{A_2} + C_e^2(B)R_e^5(B) \times \right. \\ \times C_{GD}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + C_e^3(B)R_e^5(B) \times C_{GD}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) - 2C_e^2(B) \times \\ \times R_e^2(B)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) - 3C_e(B)R_e(B)L_1C_{GD}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + \\ + 2C_e^3(B)R_e^2(B)L_1\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) + C_e^2(B)R_e^3(B)L_1\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) - \\ - 2\sqrt{A_2}C_e(B)L_1\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) - 2\sqrt{A_2}R_e(B)L_1\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + \\ + 2C_e(B)L_1^2C_{GD}\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) + 2R_e(B)L_1^2C_{GD} \times \\ \left.\times\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right)\right) / \left(\pi\sqrt{A_2}L_1R_e^3(B)C_e^3(B)G_1\right), \quad (8)$$

где

$$A_2 = R_e^4(B)C_e^2(B)C_{GD}^2 + 2R_e^4(B)C_e^3(B)C_{GD} - \\ - 2L_1C_{GD}^2R_e^2(B)C_e(B) + R_e^4(B)C_e^4(B) + 2L_1C_{GD} \times \\ \times R_e^2(B)C_e(B) + L_1^2C_{GD}^2.$$

$$G_1 = \sqrt{\frac{-R_e^2(B)C_e(B)C_{GD} - R_e^2(B)C_e^2(B) - \sqrt{A_2} + L_1C_{GD}}{L_1C_{GD}R_e^2(B)C_e^2(B)}}$$

При действии магнитной индукции на магнитодиод преобразователя частота генерации уменьшается, так при величине магнитной индукции 15 мТ частота генерации составляла 1491 кГц, а при 60 мТ она уменьшилась на 46 кГц (рис.12). Как видно из графика, диапазон изменения частоты генерации при действии магнитной индукции почти не зависит от напряжения питания. Экспериментально и теоретически установлено, что при возрастании магнитной индукции от 0 до 60 мТ происходит уменьшение частоты генерации от 1460 кГц до 1411 кГц, при этом чувствительность на частоте 1440 кГц составляет 1000 Гц/мТ. Выходное переменное напряжение лежит в диапазоне от 3,6 В до 4,2 В.

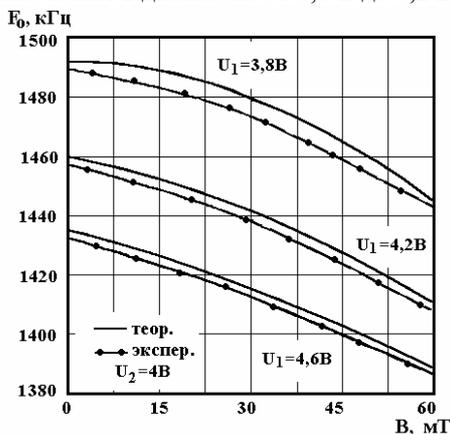


Рис.12. Теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от магнитной индукции

Дальнейшее улучшение параметров магнитного преобразователя возможно, если в качестве магнито-чувствительного элемента использовать полевой транзистор с изолированным затвором VT2. Для этого магнитного преобразователя чувствительность и линейность функции преобразования возрастают с повышением напряжения питания. Существуют оптимальные величины напряжения питания и управления, которые составляют 4 В и 3,5 В. Адекватность разработанной модели по сравнению с экспериментом определяется в виде относительной погрешности и не превышает $\pm 5\%$. Магнито-чувствительность и функция преобразования рассчитаны численным методом на персональном компьютере. Чувствительность преобразователя на частоте 1418 кГц при напряжении питания 4 В составляет 3 кГц/мТ.

Теоретические и экспериментальные исследования характеристик интегральной схемы магнитного преобразователя, в котором емкостной и индуктивный элементы колебательного контура изготовленные на основе биполярных магнито-чувствительных транзисторов, показали, что его чувствительность составляла 6 кГц/мТ на частоте 1350 кГц при напряжении питания 4В. Погрешность измерения магнитной индукции равняется $\pm 0,63\%$.

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи давления

На основе тензореактивного эффекта разработаны теоретические основы и методы построения тензо-чувствительных радиоизмерительных преобразователей, в которых учтены механизмы действия давления на элементы нелинейных эквивалентных схем преобразователей.

Физическая причина деформационных эффектов состоит в смещении энергетических уровней полупроводника и связанное с этим изменение энергетического спектра электронов и дырок, что приводит к изменению электрических характеристик полупроводника. Во время действия деформации на полупроводниковый прибор его электрические характеристики оказываются функциями давления.

Схема преобразователя давления представлена на рис.13. Она состоит из биполярного и полевого транзисторов. К параметрам биполярного транзистора, которые изменяются под действием давления, относятся диффузная емкость и ее сопротивление, барьерная емкость и ее сопротивление, коэффициент передачи тока и сопротивление базы. Согласно этому перечню параметров получены аналитические выражения их зависимостей от давления. На рис.14 представлена теоретическая и экспериментальная зависимости функции преобразование. Расчеты чувствительности показали, что ее величина составляет 13,5 кГц/кг/мм² [11].

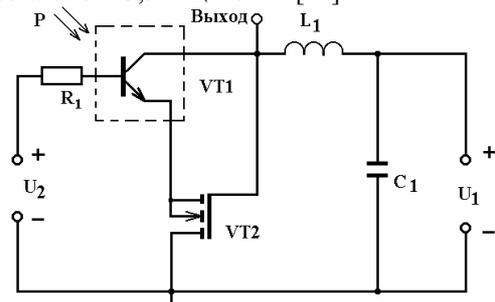


Рис.13. Электрическая схема преобразователя давления

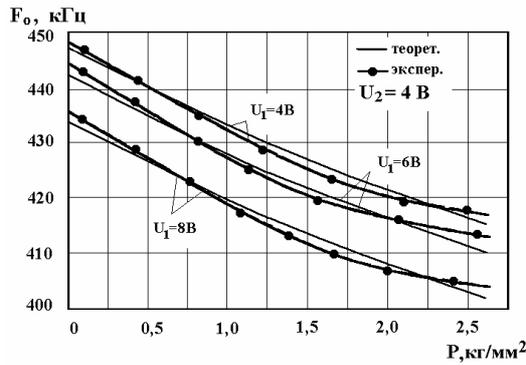


Рис. 14. Теоретическая и экспериментальная зависимость частоты генерации от давления

Реализация преобразователя давления в виде интегральной микросхемной схемы требует изготовления индуктивного элемента колебательного контура генератора в виде МДП-транзистора с RC-цепью. Это дает возможность влиять как на емкость, так и на индуктивность контура при действии давления, которое значительно повышает чувствительность устройства. Схема радиоизмерительного преобразователя представлена на рис.13. Тензочувствительные МДП-транзисторы VT1, VT2, VT3 реализуют генератор электрических колебаний, в котором колебательный контур образован емкостной составляющей полного сопротивления с отрицательным значением активной составляющей на электродах сток-сток транзисторов VT1, VT2 и индуктивной составляющей полного сопротивления исток-сток VT3. Таким образом, при действии давления на тензочувствительные МДП-транзисторы изменяется как емкость, так и индуктивность колебательного контура [12].

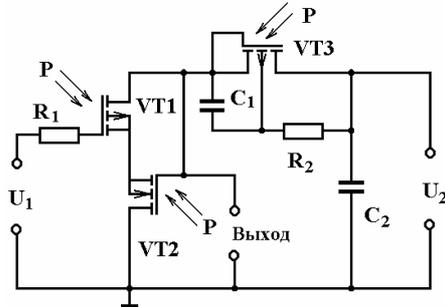


Рис. 15. Схема тензочувствительного преобразователя с активным индуктивным элементом

Влияние давления на эквивалентные емкость и индуктивность колебательного контура передается через изменение параметров элементов эквивалентной схемы, поэтому функция преобразования описывается уравнением:

$$F_0 = \frac{\sqrt{V_1 + \sqrt{R_d^8(P)(C_d(P) - 1)^2 C_d^6(P)}}}{L_{EKB}(P)C_d^5(P)R_d^6(P)} \cdot 2\pi, \quad (9)$$

где

$V_1 = C_d^3(P)R_d^4(P) + C_d^4(P)R_d^4(P) - L_{EKB}(P)C_d^3(P)R_d^4(P)$
 $R_d(P)$ - сопротивление стока, $C_d(P)$ - емкость стока,
 $L_{EKB}(P)$ - эквивалентная индуктивность колебательного контура, P - давление.

Чувствительность частотного преобразователя давления определяется на основе (9):

$$S_p = -\frac{1}{4} \left(2R_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + 2C_d(P) \times \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + 2C_d^2(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + R_d(P)C_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} - 2L_{EKB}(P) \times R_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} - 2L_{EKB}(P)C_d(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \times \sqrt{A_1} + 2R_d^5(P)C_d^3(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) + 2R_d^4(P)C_d^4(P) \times \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + 4R_d^4(P)C_d^5(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + 3R_d^5(P) \times C_d^4(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) + 2R_d^4(P)C_d^6(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + R_d^5(P)C_d^5(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \right) / \left(C_d^3(P)R_d^3(P)\pi L_{EKB}(P) \times \sqrt{A_1} \sqrt{\frac{A_2 - L_{EKB}(P)R_d^4(P)C_d^3(P) + \sqrt{A_1}}{L_{EKB}(P)R_d^6(P)C_d^5(P)}} \right), \quad (10)$$

где

$$A_1 = R_d^8(P)C_d^6(P)(C_d(P) + 1)^2,$$

$$A_2 = R_d^4(P)C_d^3(P) + R_d^4(P)C_d^6(P).$$

Теоретические и экспериментальные зависимости функции преобразования представлены на рис.16. Чувствительность частотного преобразователя, рассчитанной согласно (10), составляет 34 кГц/кг/мм². Адекватность разработанной модели по сравнению с экспериментом определена в виде относительной погрешности, которая составляет ±5%. Погрешность измерения давления преобразователем с активным индуктивным элементом равна ±0,56%.

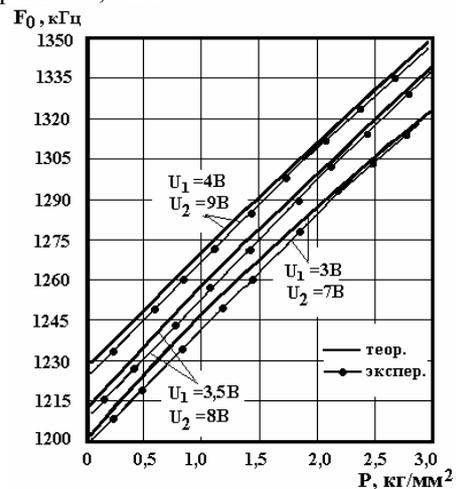


Рис. 16. Теоретическая и экспериментальная зависимость частоты генерации от давления

Разработаны рекомендации по проектированию микросхемных радиоизмерительных преобразователей. Оценивание технического совершенства приборов сделано на основе обобщенных показателей их технического уровня. Суть метода состоит в определении

матрицы показателей существующих и разработанных приборов. На основе матрицы показателей выбирается наилучший по всем показателям прибор, с которым сравниваются другие. Это позволяет определить числовые значения обобщенного показателя технического уровня приборов и сравнить с точки зрения приближения их к потенциальному совершенству.

Согласно оптимизации метрологических параметров и коэффициента полезного действия, материалов чувствительных элементов разработаны рекомендации по проектированию радиоизмерительных преобразователей. Оптимальной конструкцией температурных преобразователей является конструкция на основе двух кремниевых биполярных транзисторов, которая обеспечивает 90% - ККД, 3,25 кГц/°С – чувствительность, 0,025% - мультипликативную и 0,02% - аддитивную погрешности. Расчеты обобщенных показателей технической эффективности радиоизмерительных преобразователей температуры показали, что разработанные устройства имеют обобщенный показатель в 1,35 раза лучший по сравнению с существующими [13 с.22-138; 14 с.106-129; 2 с.4-12].

Оптимальной конструкцией оптических радиоизмерительных преобразователей является конструкция с активным индуктивным элементом, которая обеспечивает чувствительность - $4 \cdot 10^5$ Гц/мкВт/см², мультипликативную погрешность – 0,004% и аддитивную – 0,15%. Наилучший режим питания, которому отвечает максимальное значение ККД (45%), лежит в диапазоне от 2 В до 3,5 В. Обобщенный коэффициент технической эффективности в 1,15 раза лучший в сравнении с существующими устройствами [13 с.307-373; 15 с.54-87].

Оптимальной конструкцией с точки зрения параметров является конструкция радиоизмерительного преобразователя давления с активным индуктивным элементом, которая обеспечивает линейность характеристики преобразования, высокую чувствительность – $1,25 \cdot 10^4$ Гц/кг/мм², мультипликативную погрешность – 0,04% и аддитивную – 0,016%. Обобщенный показатель технической эффективности радиоизмерительных преобразователей давления в 2,56 раза лучший по сравнению с существующими устройствами [13 с.139-222; 16 с.113-115; 2 с.21-32].

Рекомендуется проектировать радиоизмерительные магнитные преобразователи на основе биполярной конструкции с активным индуктивным элементом, который обеспечивает коэффициент полезного действия - 75%, чувствительность – $(5-8) \cdot 10^3$ Гц/мТ, мультипликативную погрешность – 0,24% и аддитивную – 0,13%. Оптимальный режим питания лежит от 4,2 В до 5,2 В. Обобщенный показатель технического уровня разработанных приборов в 1,68 раза лучший по сравнению с существующими [13 с.223-306; 2 с.72-98; 17].

Выводы

Предложены методы построения радиоизмерительных микроэлектронных преобразователей на основе терморезистивного, фоторезистивного, магниторезистивного и тензорезистивного эффектов в чувствительных биполярных и полевых транзисторных элементах, благодаря чему стало возможным создание радиоизмерительных преобразователей с частотным принципом работы и микроэлектронной технологией изготовления,

что значительно улучшает их метрологические и экономические показатели.

Использованные источники

1. Новицкий П.В., Кноринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. –Л.: Энергия, 1970. – 424 с.
2. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. –М.: Советское радио, 1975. –104 с.
3. Викулин И.М., Глауберман М.А., Викулина Л.Ф., Запороженко Ю.А. Частотные датчики на основе однопереходного транзистора // Радиотехника и электроника. Т.18, - №11, 1973. –С.2384-2387.
4. Осадчук В.С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. –К.: Вища школа, 1987. – 155 с.
5. Осадчук В.С., Осадчук О.В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. –Вінниця: «Універсум-Вінниця», 1999. – 275с.
6. Осадчук О.В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором.–Вінниця:«Універсум-Вінниця»,2000.–303 с.
7. Пат. №2122713 Российской Федерации, МКИ G01K 7/01. Полупроводниковый датчик температуры / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. -№95114270/28; Заявл. 08.08.95; Опубл. 27.11.98. Бюл. №33. - 3 с.
8. Пат. №40236 А України, МКИ G01K 7/01. Мікроелектронний вимірювач температури / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000106038; Заявл. 26.10.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 2 с.
9. Пат. №2114490 Российской Федерации, МКИ H01L 31/08. Полупроводниковый оптический датчик / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. - №95114065; Заявл. 8.08.1995; Опубл. 27.06.1998. Бюл. №18. - 3 с.
10. Пат. №40239 А України, МКИ G01R 33/06. Мікроелектронний пристрій для виміру магнітної індукції / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000106041; Заявл. 26.10.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 2 с.
11. Пат. №2104619 Российской Федерации, МКИ H04R 19/04. Электростатический микрофон / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В. - №95114269; Заявл. 8.08.1995; Опубл. 10.02.1998. Бюл. №4. - 3 с.
12. Пат. №40237 А України, МКИ G01L 9/04, H04R 19/04. Мікроелектронний пристрій для виміру тиску / Осадчук В.С., Осадчук О.В. - №2000106039; Заявл. 26.10.2000; Опубл. 16.07.2001. Бюл. №6. - 2 с.
13. Schaumburg H. Sensoren. –B.G. –Stuttgart: Teubner, 1992. –Т.3. – 583 р.
14. Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. –Львів: СП «БаК», 1998. – 232 с.
15. Носов Ю.Р. Оптоэлектроника. –М.: Советское радио, 1977. – 230с.
16. Ваганов В.И. Интегральные тензопреобразователи. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 136 с.
1. Гуменюк С.В., Подлепецкий Б.И. Интегральные полупроводниковые магниточувствительные датчики // Зарубежная электронная техника. –1989. –№12(343). – С.3-47.