

Д. т. н. В. С. ОСАДЧУК, д. т. н. А. В. ОСАДЧУК

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

Дата поступления в редакцию
18.03 2004 г.

Оппонент д. т. н. В. А. ПОДЖАРЕНКО
(ВНТУ, г. Винница)

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ РАДИОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ЧАСТОТНЫМ ПРИНЦИПОМ РАБОТЫ

Приведены рекомендации по проектированию микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей температуры, оптического излучения, магнитной индукции и давления.

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. д. Это определяет жесткие требования к радиоизмерительным преобразователям.

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 частоты как информативного параметра позволяет избежать применения усилительных устройств и аналого-цифровых преобразователей при обработке информации, что снижает себестоимость систем радиоконтроля и радиоуправления [4—6].

Таким образом, на повестке 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, внедрения 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.

Процессы влияния оптического излучения на чувствительные биполярные структуры, которые вызывают появление фотореактивного эффекта, описываются уравнением переноса. Тем не менее в этом случае уравнение переноса усложняется за счет процессов генерации носителей заряда и образования 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 [7]. Согласно полученному выражению с учетом влияния элементов, которые не относятся к активной зоне кристалла, рассчитаны и экспериментально исследованы зависимости активной R и реактивной X составляющих полного сопротивления фоточувствительного элемента от мощности оптического излучения P , которые представлены на рис. 1.

Как видно из графика, изменение реактивной составляющей от мощности оптического излучения составляет $11,8 \text{ Ом/мВт/см}^2$. 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/см^2 .

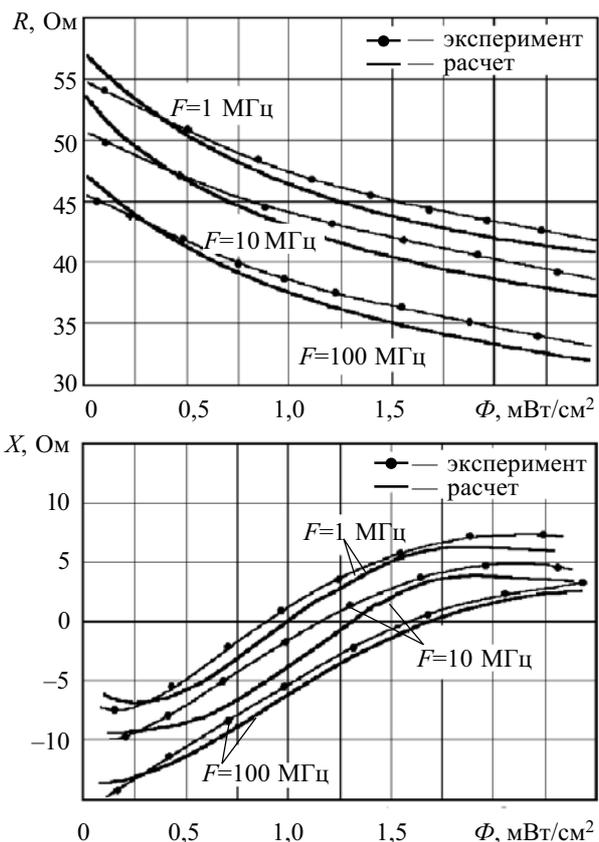


Рис. 1. Зависимость активной и реактивной составляющих полного сопротивления биполярного транзистора от мощности оптического излучения

При анализе терморезистивного 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, при этом уравнение переноса решается при определенных значениях предельных концентраций на границе эмиттера и коллектора, что 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.

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 $0,7 \text{ Ом}/^\circ\text{C}$, что позволяет осуществить практическую разработку микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей температуры.

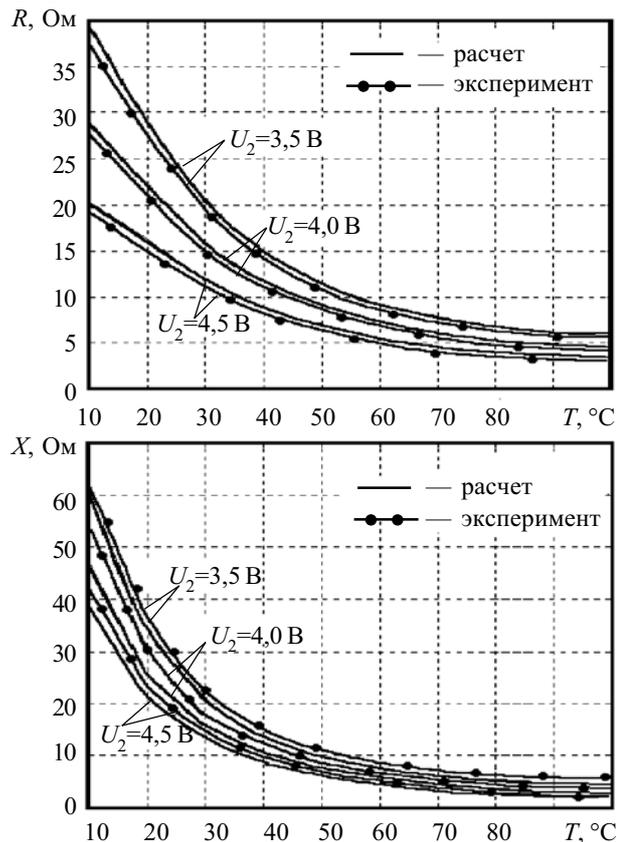


Рис. 2. Зависимость активной и реактивной составляющих полного сопротивления термочувствительного элемента от температуры

При рассмотрении магниторезистивного 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, который 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 также дает возможность оптимизировать расположение контактов, с которых снимается напряжение Холла.

Проведенные расчеты позволили получить полное сопротивление магниточувствительного элемента. Изменение реактивной составляющей от магнитной индукции для полевого магниточувствительного элемента составляет $0,6 \text{ Ом}/\text{мТ}$, а для биполярного магниточувствительного элемента — $12,5 \text{ Ом}/\text{мТ}$.

Тензорезистивный 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 $20 \text{ Ом}/\text{кгс}/\text{мм}^2$, а для полевого тензотранзистора — $30 \text{ Ом}/\text{кгс}/\text{мм}^2$.

Итак, анализ полученных теоретических расчетов показывает существенную зависимость реактивной составляющей полного сопротивления термочувствительных, фоточувствительных, тензочувствительных и магниточувствительных элементов от температуры, что подтверждает возможность практического использования этих эффектов для создания микроэлектронных радиоизмерительных преобразователей.

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи температуры

На основе термореактивного эффекта разработаны методы построения радиоизмерительных преобразователей температуры, на базе которых получены зависимости 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 рассеяния мощности. Анализ теплового состояния интегральной схемы является сложной задачей, решение которой возможно 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 $5,3^\circ\text{C}$.

Рассмотрим радиоизмерительный термочувствительный преобразователь на основе биполярных транзисторов. Его схема содержит два биполярных транзистора VT_1 и VT_2 , питание которых через резисторы R_1 , R_2 и R_3 осуществляют два источника постоянного напряжения U_1 и U_2 (рис. 3) [8].

На электродах между коллекторами транзисторов в результате действия положительной обратной связи существует полное сопротивление, активная составляющая которого имеет отрицательное значение, а реактивная составляющая — емкостный характер. Под-

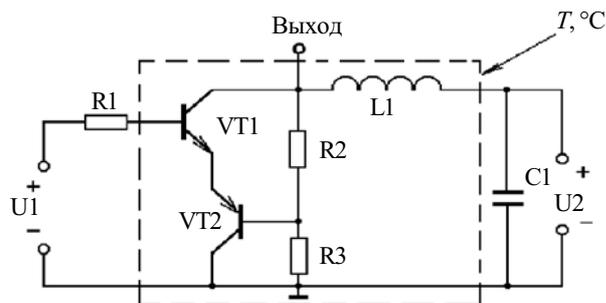


Рис. 3. Электрическая схема частотного преобразователя температуры на основе биполярных транзисторов

ключение внешней индуктивности L_1 к электродам коллектора позволяет создать автогенератор электрических колебаний, частота генерации которого зависит от температуры.

Функция преобразования, которая определяет зависимость частоты генерации F_0 от температуры, изображена на рис. 4. Из графика видно, что повышение температуры в диапазоне от -100 до $+100^\circ\text{C}$ 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°C составляет 3 кГц/ $^\circ\text{C}$. Расхождение теоретических и экспериментальных исследований составляет $\pm 5\%$.

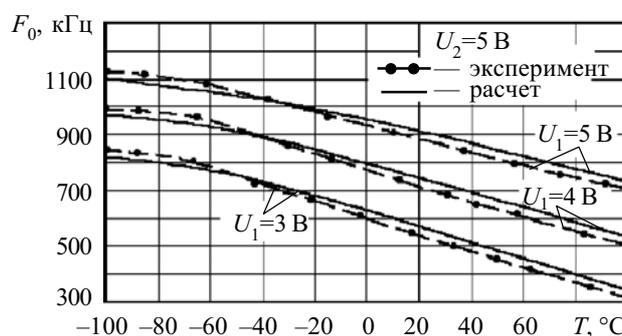


Рис. 4. Теоретическая и экспериментальная зависимости частоты генерации от температуры

Для расширения диапазона измеряемых температур как в сторону возрастания ($+800^\circ\text{C}$), так и в сторону уменьшения (-180°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 $2,2 \cdot 10^3$ Гц/ $^\circ\text{C}$ при 100°C .

Дальнейшее улучшение параметров термочувствительного радиоизмерительного преобразователя возможно на основе схемы с активным индуктивным элементом (рис. 5), что позволяет полностью изготовить его в виде интегральной схемы [9].

Термочувствительные биполярные транзисторы VT_1 , VT_2 и VT_3 реализуют генератор электрических колебаний, в котором колебательный контур образован емкостной составляющей полного сопротивления на электродах "коллектор—коллектор" термочув-

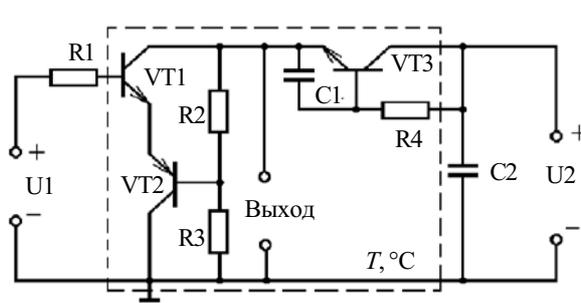


Рис. 5. Схема преобразователя температуры с активным индуктивным элементом

ствительных 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.

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

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2(C_{be}(T) + C_{bc}(T))}{C_{be}(T)C_{bc}(T)L_{эқв}(T)}}, \quad (1)$$

где C_{be} — емкость эмиттерного перехода;
C_{bc} — емкость коллекторного перехода;
L_{эқв} — эквивалентная индуктивность VT₃;
T — температура.

Уравнение чувствительности определяется на основе (1) и описывается выражением

$$S_T = \frac{\sqrt{2}}{4} \left(\frac{\partial C_{be}(T)}{\partial T} + \frac{\partial C_{bc}(T)}{\partial T} \right) \frac{N_1 \left(\frac{\partial C_{be}(T)}{\partial T} \right)}{C_{be}(T)C_{bc}(T)L_{эқв}(T)} - \frac{N_1 \left(\frac{\partial C_{bc}(T)}{\partial T} \right)}{C_{be}(T)C_{bc}(T)L_{эқв}(T)} - \frac{N_1 \left(\frac{\partial L_{эқв}(T)}{\partial T} \right)}{C_{be}(T)C_{bc}(T)L_{эқв}(T)} \right) / \pi \sqrt{\frac{2N_1}{C_{be}(T)C_{bc}(T)L_{эқв}(T)}}, \quad (2)$$

где N₁ = C_{be}(T) + C_{bc}(T).

Теоретическая и экспериментальная зависимости функции преобразования представлены на рис. 6, при этом чувствительность составляла 3—9 кГц/°С.

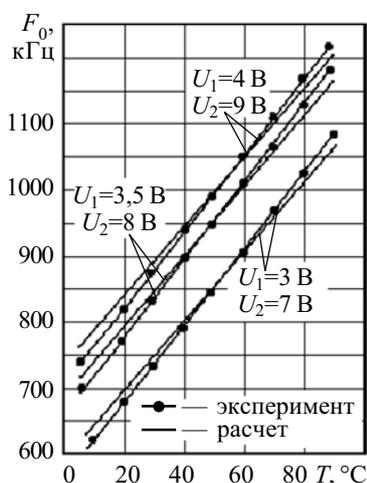


Рис. 6. Теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от температуры

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 арсенидгаллиевого полевого транзистора с барьером Шоттки и биполярного транзистора (рис. 7). Эта схема является базовой для построения оптических преобразователей и их работы в диапазоне сверхвысоких частот [10].

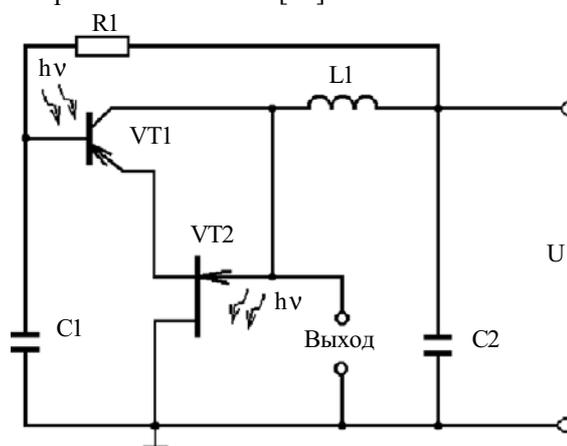


Рис. 7. Электрическая схема преобразователя на основе полевого и биполярного транзисторов

Вольт-амперная 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 нелинейной эквивалентной схемы преобразователя.

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:

$$F_0 = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{M_1 + C_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_2 + C_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)}{L_1 C_{bc}(\Phi)C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2}}, \quad (3)$$

где

$$M_1 = C_{be}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2 + C_{bs}(\Phi)C_{ds}(\Phi)C_2;$$

C_{ds} — емкость сток-исток.

Уравнение чувствительности определяется на основе (3):

$$S_\Phi = \frac{1}{4} \left(\left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{ds}(\Phi)C_2 + C_{be}(\Phi) \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_2 + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{ds}(\Phi)C_2 + C_{bc}(\Phi)C_2 \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) \right)$$

$$\begin{aligned}
 & + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{be}(\Phi) C_2 + \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_2 + \\
 & + \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) + \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_{ds}(\Phi) + \\
 & + \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right) C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) \left\{ (L_1 C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2) - \right. \\
 & \left. \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{bc}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{L_1 C_{bc}^2(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2} - \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{be}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{L_1 C_{bc}(\Phi) C_{be}^2(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2} - \right. \\
 & \left. \frac{A_1 \left(\frac{\partial C_{ds}(\Phi)}{\partial \Phi} \right)}{L_1 C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}^2(\Phi) C_2} \right\} / \left(\pi \sqrt{\frac{A_1}{A_2}} \right), \quad (4)
 \end{aligned}$$

где

$$A_1 = C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{bs}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2 + C_{bs}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_2 + C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_{bs}(\Phi);$$

$$A_2 = L_1 C_{bc}(\Phi) C_{be}(\Phi) C_{ds}(\Phi) C_2;$$

Φ — мощность оптического излучения.

На рис. 8 представлена зависимость частоты генерации от мощности излучения при разных длинах волн λ 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.

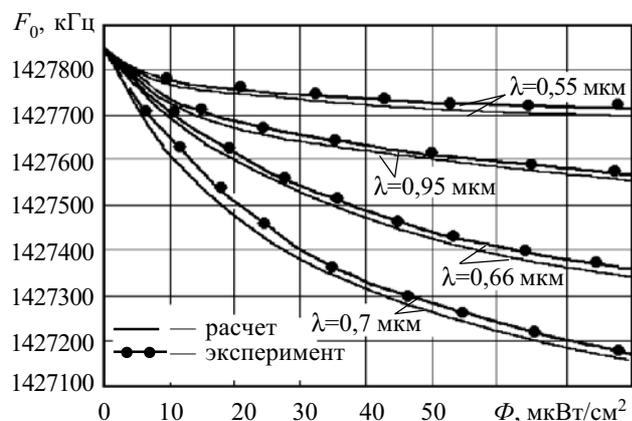


Рис. 8. Зависимость частоты генерации от мощности оптического излучения

Экспериментальные и теоретические исследования оптических преобразователей с активным индуктивным элементом на основе полевых транзисторов типа BSS284 и BF998 позволили получить функцию преобразования в диапазоне частот до $2 \cdot 10^9$ Гц при значениях чувствительности 15 кГц/мкВт/см². Погрешность измерения мощности оптического излучения составляет $\pm 0,52\%$.

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 вызовет 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.

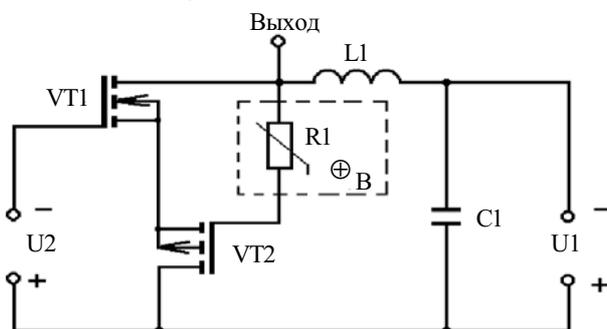


Рис. 9. Электрическая схема частотного магнитного преобразователя с магниторезистором

Схема магнитного радиоизмерительного преобразователя представлена на рис. 9. 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 [11].

В качестве магниточувствительного элемента 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.

Функция преобразования описывается выражением

$$F_0 = \frac{\sqrt{2} \sqrt{A_1 - \sqrt{A_1^2 + 4L_1 C_{gd} R_e^2(B) C_e^2(B)}}}{4\pi \sqrt{L_1 C_{gd} R_e^2(B) C_e^2(B)}}, \quad (5)$$

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 $p-n$ -перехода магниточувствительного диода;

C_e — диффузная емкость магниточувствительного диода;

B — магнитная индукция.

Чувствительность преобразователя имеет вид

$$S_B = -\frac{1}{8}\sqrt{2}\left(C_e(B)R_e^3(B)\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right)\sqrt{A_2} + C_e^2(B)R_e^5(B)\times\right. \\ \times C_{gd}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + C_e^3(B)R_e^5(B)C_{gd}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) - 2C_e^2(B)\times \\ \times R_e^2(B)L_1C_{gd}\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) - 3C_e(B)R_e(B)L_1C_{gd}\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + \\ + 2C_e^3(B)R_e^2(B)L_1\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) + C_e^2(B)R_e^3(B)L_1\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) - \\ - 2\sqrt{A_2}C_e(B)L_1\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) - 2\sqrt{A_2}R_e(B)L_1\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right) + \\ + 2C_e(B)L_1^2C_{gd}\left(\frac{\partial R_e(B)}{\partial B}\right) + 2R_e(B)L_1^2C_{gd}\times \\ \left.\times\left(\frac{\partial C_e(B)}{\partial B}\right)\right)\left/\left(\pi\sqrt{A_2}L_1R_e^3(B)C_e^3(B)G_1\right), \quad (6)$$

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. 10). 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 до 1411 кГц, при этом чувствительность на частоте 1440 кГц составляет 1000 Гц/мТ. Выходное переменное напряжение лежит в диапазоне от 3,6 до 4,2 В.

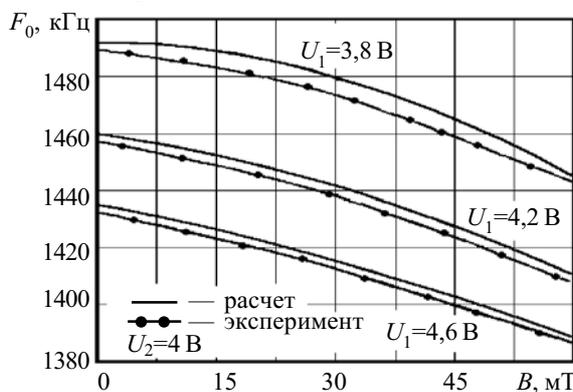


Рис. 10. Теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от магнитной индукции

Дальнейшее улучшение параметров магнитного преобразователя возможно, если в качестве магниточувствительного 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 соответственно 4 и 3,5 В. Адекватность разработанной модели по сравнению с экспериментом определяется в виде относительной погрешности и не превышает $\pm 5\%$. Магниточувствительность 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 емкостный и индуктивный элементы колебательного контура изготовлены на основе биполярных магниточувствительных транзисторов, показали, что его чувствительность составляла 6 кГц/мТ на частоте 1350 кГц при напряжении питания 4 В. Погрешность измерения магнитной индукции равняется $\pm 0,63\%$.

Микроэлектронные радиоизмерительные преобразователи давления

На основе тензоактивного эффекта разработаны теоретические основы и методы построения тензочувствительных 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. 11. 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 пе-

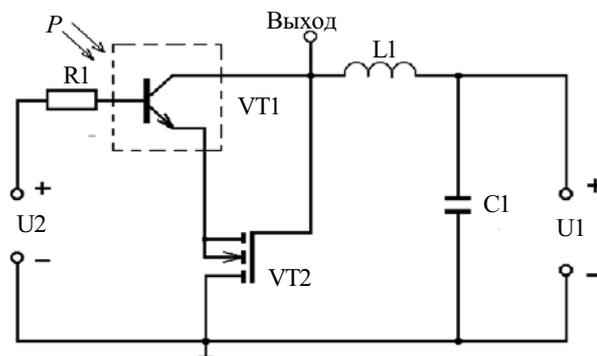


Рис. 11. Электрическая схема преобразователя давления

редачи тока и сопротивление базы. Согласно этому перечню параметров получены аналитические выражения их зависимостей от давления. На рис. 12 представлена теоретическая и экспериментальная зависимости функции преобразования. Расчеты чувствительности показали, что ее величина составляет 13,5 кГц/кгс/мм² [12].

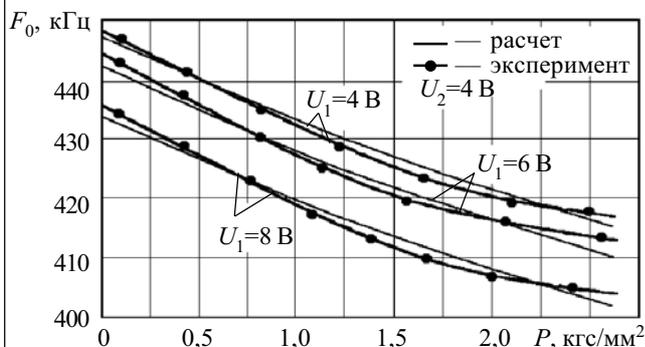


Рис. 12. Теоретическая и экспериментальная зависимости частоты генерации от давления

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 радиочувствительного 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 [13].

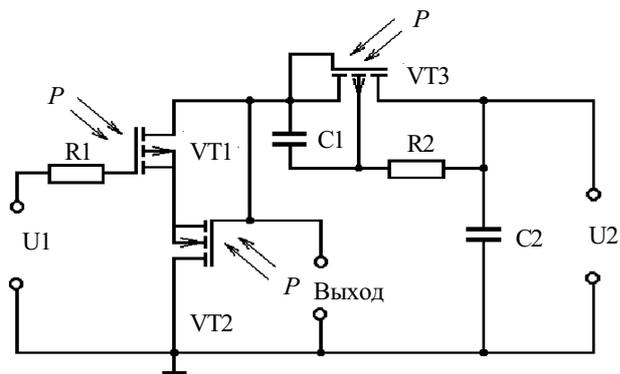


Рис. 13. Схема тензочувствительного преобразователя с активным индуктивным элементом

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

$$F_0 = \frac{\sqrt{V_1 + \sqrt{R_d^8(P)(C_d(P)-1)^2 C_d^6(P)}}}{2\pi \frac{L_{\text{экв}}(P)C_d^5(P)R_d^6(P)}{2\pi}}, \quad (7)$$

где

$$V_1 = C_d^3(P)R_d^4(P) + C_d^4(P)R_d^4(P) - L_{\text{экв}}(P)C_d^3(P)R_d^4(P);$$

$R_d(P)$ — сопротивление стока;

$C_d(P)$ — емкость стока;

$L_{\text{экв}}(P)$ — эквивалентная индуктивность колебательного контура;

P — давление.

Чувствительность частотного преобразователя давления определяется на основе (7):

$$S_P = \frac{1}{4} \left(2R_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + 2C_d(P) \times \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + 2C_d^2(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} + R_d(P)C_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} - 2L_{\text{экв}}(P) \times R_d(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \sqrt{A_1} - 2L_{\text{экв}}(P)C_d(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) \times \sqrt{A_1} + 2R_d^5(P)C_d^3(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) + 2R_d^4(P)C_d^4(P) \times \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + 4R_d^4(P)C_d^5(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + 3R_d^5(P) \times C_d^4(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) + 2R_d^4(P)C_d^6(P) \left(\frac{\partial R_d(P)}{\partial P} \right) + R_d^5(P)C_d^5(P) \left(\frac{\partial C_d(P)}{\partial P} \right) \right) / \left(C_d^3(P)R_d^3(P)\pi L_{\text{экв}}(P) \times \sqrt{A_1} \sqrt{\frac{A_2 - L_{\text{экв}}(P)R_d^4(P)C_d^3(P) + \sqrt{A_1}}{L_{\text{экв}}(P)R_d^6(P)C_d^5(P)}} \right), \quad (8)$$

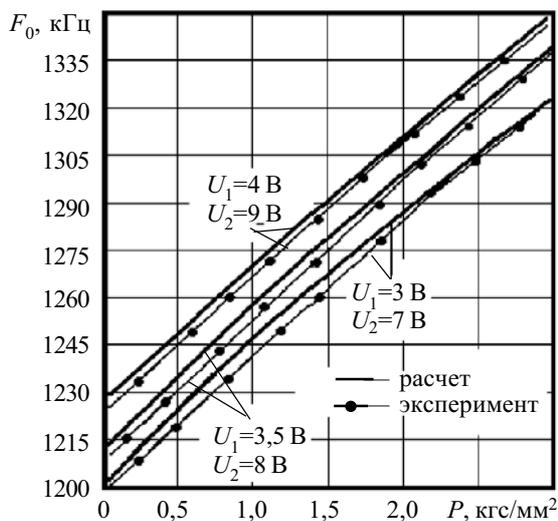


Рис. 14. Теоретическая и экспериментальная зависимость частоты генерации от давления

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. 14. Чувствительность частотного преобразователя, рассчитанная согласно (10), составляет 34 кГц/кгс/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%.

Рекомендации по проектированию микроэлектронных 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 их с точки зрения приближения к потенциальному совершенству.

Согласно оптимизации метрологических параметров и коэффициента полезного действия, материалов чувствительных элементов, разработаны рекомендации по проектированию радиоизмерительных преобразователей. Оптимальной для температурных преобразователей является конструкция на основе двух кремниевых биполярных транзисторов, которая обеспечивает КПД 90%, чувствительность 3,25 кГц/°С, мультипликативную погрешность 0,025%, аддитивную — 0,02%. Расчеты обобщенных показателей технической эффективности радиоизмерительных преобразователей температуры показали, что разработанные устройства имеют обобщенный показатель в 1,35 раза лучший по сравнению с существующими [2, с. 4—12; 14, с. 22—138; 15, с. 106—129].

Оптимальной для 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 КПД (45%), лежит в диапазоне от 2 до 3,5 В. Обобщенный коэффициент технической эффективности в 1,15 раза лучший в сравнении с существующими устройствами [14, с. 307—373; 16, с. 54—87].

Оптимальной с точки зрения параметров для радиоизмерительных преобразователей давления является конструкция с активным индуктивным элементом, которая обеспечивает линейность характеристики преобразования, высокую чувствительность — $1,25 \cdot 10^4$ Гц/кгс/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 [2, с. 21—32; 14, с. 139—222; 17, с. 113—115].

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 составляет от 4,2 до 5,2 В. Обобщенный показатель технического уровня разработанных приборов в 1,68 раза лучший по сравнению с существующими [2, с. 72—98; 14, с. 223—306; 18].

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

- Новицкий П. В., Кноринг В. Г., Гутников В. С. Цифровые приборы с частотными датчиками. — Л.: Энергия, 1970.
- Викулин И. М., Стафеев В. И. Полупроводниковые датчики. — М.: Сов. радио, 1975.
- Викулин И. М., Глауберман М. А., Викулина Л. Ф., Запороженко Ю. А. Частотные датчики на основе однопереходного транзистора // Радиотехника и электроника. — 1973. — Т. 18, № 11. — С. 2384—2387.
- Осадчук В. С. Индуктивный эффект в полупроводниковых приборах. — К.: Вища школа, 1987.
- Осадчук В. С., Осадчук О. В. Реактивні властивості транзисторів і транзисторних схем. — Вінниця: Універсум-Вінниця, 1999.
- Осадчук О. В. Мікроелектронні частотні перетворювачі на основі транзисторних структур з від'ємним опором. — Вінниця: Універсум-Вінниця, 2000.
- Осадчук О. В. Дослідження фоторезистивного ефекту в биполярних транзисторах // Вісник Вінницького політехнічного ін-ту. — 2001. — № 3. — С. 95—103.
- Пат. 2122713 РФ. Полупроводниковый датчик температуры / В. С. Осадчук, Е. В. Осадчук, А. В. Осадчук. — 1998. — Бюл. № 33.
- Пат. 40236 А України. Мікроелектронний вимірювач температури / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. — 2001. — Бюл. № 6.
- Пат. 2114490 РФ. Полупроводниковый оптический датчик / В. С. Осадчук, Е. В. Осадчук, А. В. Осадчук. — 1998. — Бюл. № 18.
- Пат. 40239 А України. Мікроелектронний пристрій для виміру магнітної індукції / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. — 2001. — Бюл. № 6.
- Пат. 2104619 РФ. Электростатический микрофон / В. С. Осадчук, Е. В. Осадчук, А. В. Осадчук. — 1998. — Бюл. № 4.
- Пат. 40237 А України. Мікроелектронний пристрій для виміру тиску / В. С. Осадчук, О. В. Осадчук. — 2001. — Бюл. № 6.
- Schaumburg H. Sensoren. Bd 3. — В. Г. — Stuttgart: Teubner, 1992.
- Луцик Я., Буняк Л., Стадник Б. Застосування ультразвукових сенсорів. — Львів: СП «БаК», 1998.
- Носов Ю. Р. Оптоэлектроника. — М.: Сов. радио, 1977.
- Ваганов В. И. Интегральные тензопреобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
- Гуменюк С. В., Подлепецкий Б. И. Интегральные полупроводниковые магниточувствительные датчики // Зарубежная электронная техника. — 1989. — № 12. — С. 3—47.