

# ИССЛЕДОВАНИЕ ЧАСТОТНОГО МАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРНОЙ СТРУКТУРЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

*В.С. Осадчук, А.В. Осадчук  
Винницкий государственный технический университет  
Украина, 286021, г.Винница, Хмельницкое шоссе 95*

## Введение

Первичные измерительные преобразователи являются необходимыми элементами автоматических систем управления производственными процессами. Они позволяют преобразовать в электрические сигналы основные величины, характеризующие процесс, такие как температура, давление, влажность, магнитное поле и другие [1,2]. Использование в качестве преобразователя транзисторной структуры с отрицательным сопротивлением позволяет значительно увеличить чувствительность, быстродействие и экономичность. В такой структуре сам транзистор выступает как в качестве магниточувствительного элемента, так и в качестве элемента образующего генератор электрических колебаний. Следует указать, что теоретические и экспериментальные исследования полупроводниковых диодов и транзисторов в качестве магниточувствительных элементов выполнены в работах [1,2]. Однако исследования частотных магниточувствительных преобразователей практически отсутствуют, хотя создание таких преобразователей позволяет значительно улучшить их характеристики и сопряжение с персональным компьютером.

## Математическая модель магниточувствительного преобразователя

Схема частотного магниточувствительного преобразователя представлена на рис.1. [3]. Биполярный транзистор выступает в качестве магниточувствительного элемента и включен по схеме с общим эмиттером, что обеспечивает его лучшую чувствительность к воздействию магнитного поля по сравнению с включением по схеме с общей базой.

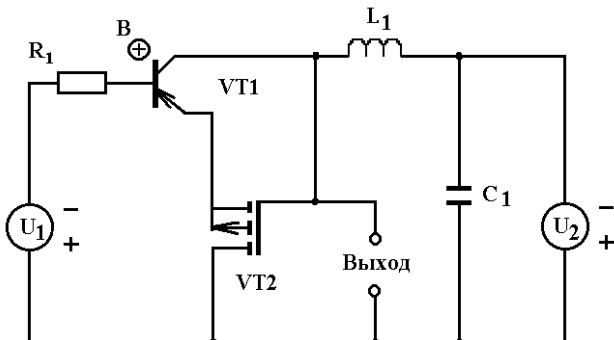


Рис.1. Принципиальная схема частотного магнитного преобразователя.

При воздействии поперечного магнитного поля на базовую область биполярного транзистора происходит искривление траектории инжектированных носителей заряда. При малых значениях потока магнитной индукции  $B$ , действующего на базу, практически все носители заряда попадают в коллектор. Это эквивалентно тому, что магнитное поле увеличивает эффективную длину базы  $W$ , а подвижность при этом остается постоянной. При совпадении вектора плотности тока  $\vec{j}$  с направлением вектора скорости движения носителей заряда происходит отклонение вектора  $\vec{j}$  от направления электрического поля на некоторый угол  $\varphi$ , который называется углом Холла. Исходя из рис.2, нетрудно определить

$$\operatorname{tg} \varphi = E_x / E_z. \quad (1)$$

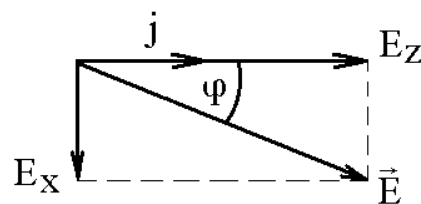


Рис.2. Диаграмма, поясняющая образование угла Холла в ограниченном полупроводнике.

Учитывая, что постоянная Холла определяется как  $A = \mu_n / \delta$ , а плотность тока  $j = \delta E_z$ , и используя выражение для напряжения Холла [2], можно найти

$$E_x = \mu_p j B / \delta = \mu_p E_z B. \quad (2)$$

При подстановке (2) в (1), получаем

$$\operatorname{tg} \varphi = \mu_p B. \quad (3)$$

Для сплавного транзистора с узкой базой  $W < L_p$  изменение длины базы (рис.3) определяется

$$W = W_0 / \cos \varphi, \quad (4)$$

Величину угла Холла  $\varphi$  можно найти из (3) при разложении  $\operatorname{tg} \varphi$  в степенной ряд и сохраняя первый член

разложения, что справедливо при малых значениях  $\varphi$ , т.е.

$$\operatorname{tg} \varphi \approx \varphi = \mu_p B. \quad (5)$$

Таким образом, используя разложение в ряд  $\cos \varphi$  и сохраняя первых два члена разложения, можно записать

$$W = \frac{W_o}{(1 - \varphi^2 / 2)} = \frac{W_o}{(1 - \mu_p^2 B^2 / 2)}. \quad (6)$$

Перейдем к описанию зависимости элементов эквивалентной схемы биполярного транзистора с узкой базой от воздействия магнитного поля. Такими элементами являются диффузионная емкость, диффузионное базовое сопротивление, коэффициент передачи по току.

Диффузионная емкость описывается уравнением [2]:

$$C_g = \frac{qI_e}{2kT} \left( \frac{W^2}{D_p} \right), \quad (7)$$

где  $W$  – длина базы при воздействии магнитного поля,  $q$  – заряд электрона,  $I_e$  – прямой ток эмиттера,  $k$  – постоянная Больцмана,  $D_p$  – коэффициент диффузии дырок,  $T$  – температура. Подставляя в уравнение (7) выражение (6), получим

$$C_g = \frac{qI_e}{2kTD_p} \cdot \frac{W_o^2}{(1 - \mu_p^2 B^2 / 2)^2}. \quad (8)$$

Зависимость диффузионного базового сопротивления можно представить в виде [2]:

$$R_{gb} = \frac{kT}{2qI_e(1 - \alpha(B))}, \quad (9)$$

где  $\alpha$  – коэффициент передачи по току в схеме транзистора с общей базой, который зависит от действия магнитного поля. Для узкобазового транзистора зависимость  $\alpha(B)$  описывается выражением [2]:

$$\alpha = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W}{L_p} \right)^2, \quad (10)$$

где  $L_p$  – диффузионная длина носителей заряда, в данном случае дырок, если использовать транзистор типа р-п-р. В уравнение (10) подставим выражение (6), тогда

$$\alpha = 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{W_o}{L_p \cdot (1 - \frac{\mu_p B^2}{2})} \right)^2. \quad (11)$$

На основании (11) найдем значение коэффициента усиления по току в схеме транзистора с общим эмиттером

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = 2 \left( \frac{L_p}{W_o} \right)^2 \cdot (1 - \mu_p^2 B^2 / 2)^2 - 1 \approx \approx 2 \left( \frac{L_p}{W_o} \right)^2 \cdot (1 - \mu_p^2 B^2). \quad (12)$$

Используя (8) и (12), а также выражение для тока эмиттера

$$I_e = \frac{qSD_p p_n}{L_p} \cdot e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}, \quad (13)$$

найдем значение диффузионной емкости транзистора

$$C_g = \frac{Sq^2 p_n e^{\frac{qU_{pn}}{kT}} W_o^2}{4L_p (1 - \mu_p^2 B^2 / 2)^3 kT}, \quad (14)$$

где  $S$  – площадь эмиттерного перехода,  $p_n$  – концентрация неосновных носителей в базовой области транзистора,  $U_{pn}$  – падение постоянного напряжения на эмиттерном р-п переходе. Зависимость диффузионного базового сопротивления при использовании выражений (9) и (11) имеет вид

$$R_g = \frac{kTL_p \tau_p}{Sq^2 p_n e^{\frac{qU_{pn}}{kT}} W_o^2 (1 + \mu_p^2 B^2)}, \quad (15)$$

$\tau_p$  – время жизни дырок в базовой области транзистора. Сопротивление эмиттерного перехода также зависит от действия магнитного поля

$$R_e = \frac{kT}{qI_e} = \frac{kTL_p (1 - \mu_p^2 B^2 / 2)}{q^2 SD_p p_n e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}. \quad (16)$$

Определим чувствительность магниточувствительного преобразователя, в котором магниточувствительным элементом служит биполярный транзистор с узкой базой. Частота генерации генератора, построенного с использованием отрицательного статического сопротивления, в общем виде описывается уравнением:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4C^2} \left( \frac{1}{R_n} - \frac{1}{K_{np} R_p} \right)^2} \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (17)$$

где  $L$  – индуктивность колебательного контура,  $C$  – емкость колебательного контура,  $R_n$  – общее сопро-

тивление потерь контура,  $K_{np}$  - коэффициент преобразования отрицательного сопротивления,  $R_p$  - величина отрицательного сопротивления в рабочей точке генератора. При подстановке в (17) вместо емкости  $C$  выражения (14), получим зависимость частоты генерации от действия магнитного поля

$$\omega_p = \left( \frac{LSq^2 p_n W_o^2 e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{4L_p kT (1 - \mu_p^2 B^2 / 2)^3} \right)^{-1/2} \quad (18)$$

На основании (18) определим магнитную чувствительность:

$$\frac{d\omega_p}{dB} = \frac{3}{2} \left[ \left( \frac{LSq^2 p_n W_o^2 e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{4L_p kT} \right)^{1/3} (1 - \mu_p^2 B^2 / 2) \right]^{-5/2} \cdot \left( \frac{LSq^2 p_n W_o^2 e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{L_p kT} \right)^{1/3} \cdot \mu_p^2 B \quad (19)$$

Магниточувствительность преобразователя можно увеличить за счет использования биполярного транзистора с длинной базой (рис.3). Это способствует большему отклонению части носителей заряда от коллектора [1]. В этом случае выбирают геометрические размеры эмиттера и коллектора таким образом, чтобы  $l_\kappa - l_e = 2W_o$ , что соответствует уменьшению эффективной площади коллектора.

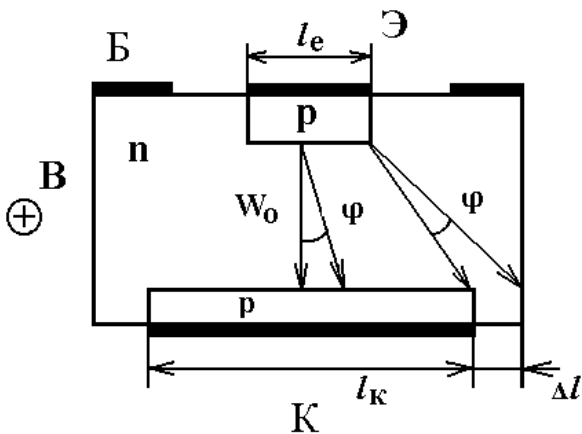


Рис.3. Изменение траектории движения носителей заряда в базовой области транзистора при действии магнитного поля [1].

Тогда величина тока коллектора определяется уравнением [1]:

$$I_\kappa = \alpha I_e (l_\kappa - \Delta l) / l_\kappa \quad (20)$$

Значение  $\Delta l$  находится из рис.3:

$$\Delta l = W_o \cdot \text{tg } \varphi \approx W_o \mu_p B \quad (21)$$

Подставляя (21) в (20), получим [1]:

$$I_\kappa = \alpha I_e (1 - \mu_p B W_o / l_\kappa) = \alpha_1 I_e \quad (22)$$

Величина коэффициента усиления в схеме с общим эмиттером на основании (22) находится в виде [1]:

$$\beta_1 = \frac{\alpha_1}{1 - \alpha_1} = (1 - \mu_p B W_o / l_\kappa) \cdot (1 / \beta + \mu_p B W_o / l_\kappa)^{-1} \quad (23)$$

где  $\beta$  определяется уравнением (12).

Величина диффузионной емкости в этом случае определяется выражением:

$$C_g = \frac{q^2 S p_n L_p (1 - \mu_p^2 B^2 / 2) e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{2kT} \quad (24)$$

Зависимость частоты генерации от воздействия поля описывается выражением:

$$\omega_p = \frac{1}{\left( \frac{Lq^2 S p_n L_p (1 - \mu_p^2 B^2 / 2) e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{2kT} \right)^{1/2}} \quad (25)$$

На основании (25) определим магнитную чувствительность

$$\frac{d\omega_p}{dB} = \frac{1}{4} \left( \frac{Lq^2 S p_n L_p (1 - \mu_p^2 B^2 / 2) e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{2kT} \right)^{-3/2} \cdot \frac{Lq^2 S p_n L_p \mu_p^2 B e^{\frac{qU_{pn}}{kT}}}{kT} \quad (26)$$

Следует указать, что формулы (19) и (26) не совсем точно описывают зависимость частоты генерации от магнитного поля, потому что они не учитывают влияния слагаемых активных сопротивлений, которые входят в емкостную составляющую полного сопротивления на зажимах коллектор-сток преобразователя. Поэтому необходимо рассчитать полное сопротивление на зажимах коллектор-сток устройства и на основании определения эквивалентной емкости устройства, которая зависит от магнитного поля, определить функцию преобразования. Эквивалентная схема устройства, которая включает элементы, зависящие от магнитного поля, представлена на рис.4.

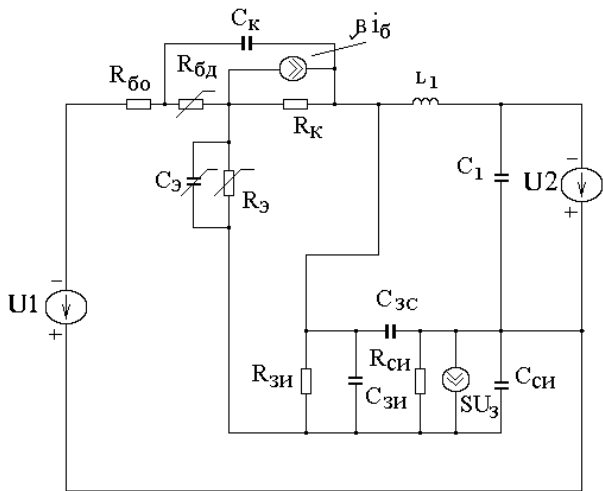


Рис.4. Эквивалентная схема магнитного преобразователя.

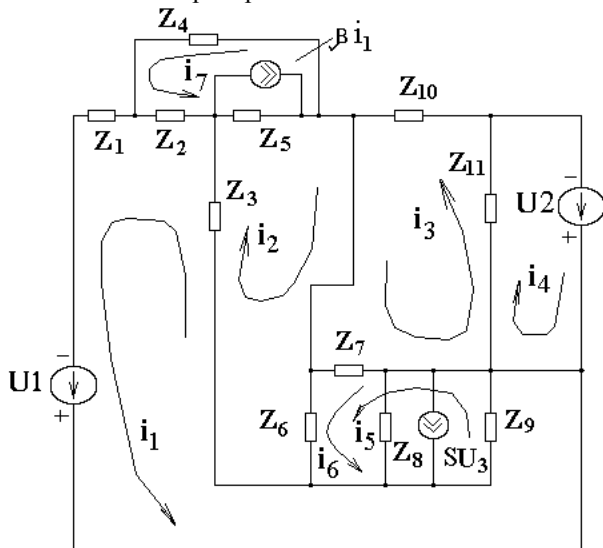


Рис.5. Преобразованная эквивалентная схема магнитного преобразователя.

Для удобства расчета представим ее в более компактном виде (рис.5). Система уравнений Кирхгофа, согласно рис.5, имеет вид:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= (Z_1 + Z_2 + Z_3 + Z_9)i_1 - Z_2i_7 + Z_3i_2 - Z_9i_5, \\
 0 &= (Z_3 + Z_5 + Z_6)i_2 + Z_3i_1 + Z_5i_7 - Z_5\beta i_1 + \\
 &+ Z_6i_5 + Z_6i_6, \\
 0 &= (Z_{10} + Z_7 + Z_{11})i_3 - Z_7i_5 - Z_7i_6 + Z_{11}i_4, \\
 U_2 &= Z_{11}i_4 + Z_{11}i_3, \\
 0 &= (Z_6 + Z_7 + Z_8)i_6 + Z_6i_2 + Z_6i_6 - Z_7i_3 - \\
 &- Z_9i_1 + Z_7i_6, \\
 0 &= (Z_6 + Z_7 + Z_8)i_6 + Z_6i_5 + Z_6i_2 - Z_7i_3 + \\
 &+ Z_5i_5 + Z_8i_5(i_2 + i_5 + i_6), \\
 0 &= (Z_4 + Z_2 + Z_5)i_7 - Z_2i_1 + Z_5i_2 - Z_5\beta i_1
 \end{aligned}
 \tag{27}$$

где

$$Z_1 = R_{60}, \quad Z_2 = R_{6d}, \quad Z_4 = 1/j\omega C_k,$$

$$Z_3 = \frac{R_e}{1 + (\omega C_e R_e)^2} - j \frac{R_e^2 \omega C_e}{1 + (\omega C_e R_e)^2},$$

$$Z_5 = R_k, \quad Z_7 = 1/j\omega C_{3c}, \quad Z_8 = R_{c6},$$

$$Z_6 = \frac{R_{36}}{1 + (\omega C_{36} R_{36})^2} - j \frac{R_{36}^2 \omega C_{36}}{1 + (\omega C_{36} R_{36})^2},$$

$$Z_9 = 1/j\omega C_{c6}, \quad Z_{10} = j\omega L_1, \quad Z_{11} = 1/j\omega C_1.$$

Решение системы уравнений (27) выполнено на персональном компьютере типа IBM PC/AT в вычислительной среде "Mathlab 5.2". Значения параметров элементов эквивалентной схемы (рис.4) для расчета зависимостей взяты из работ [4,5]. Расчетные и экспериментальные зависимости частоты генерации в зависимости от магнитной индукции представлены на рис.6.

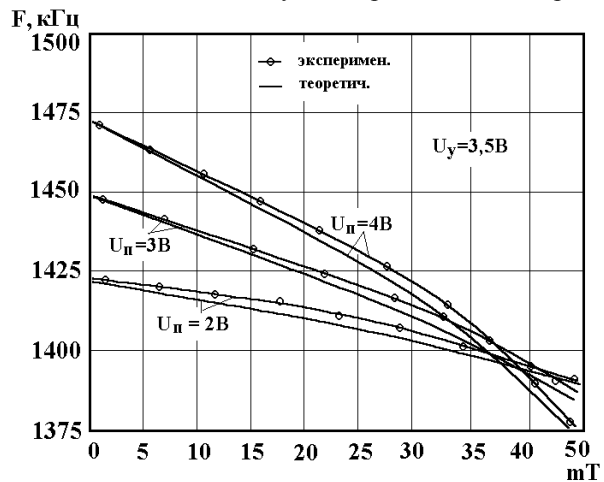


Рис. 6. Теоретические и экспериментальные зависимости частоты генерации от магнитной индукции.

### Выводы

1. Получены аналитические зависимости элементов эквивалентной схемы от индукции магнитного поля преобразователя на основе биполярного и полевого транзисторов, в котором биполярный транзистор выступает в качестве магниточувствительного элемента.
2. Расчетные зависимости частоты генерации от индукции магнитного поля показали ее высокую чувствительность, что подтверждает практическую возможность построения частотных магнитных преобразователей.

### Литература

1. Викулин И.М., Стафеев В.И. Полупроводниковые датчики. -М.: Сов. радио, 1975. -103с.
2. Викулин И.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. -М.: Радио и связь, 1990. -263с.
3. Патент Российской Федерации №2068568. Полупроводниковый датчик магнитного поля / Осадчук В.С., Осадчук Е.В., Осадчук А.В.// Бюл. изобр. -1996. -№30.
4. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и Pspice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ: В 4 выпусках. Вып.3: Моделирование аналоговых устройств. -М.: Радио и связь, 1992. -120 с.
5. Готра З.Ю. Технология микроэлектронных устройств: Справочник. -М.: Радио и связь, 1991. -528 с.