УДК 621.3

С.Г.Таранов, член-корр. НАНУ, Р.О.Мазманян, канд.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев)

Гиратор в SPICE-моделях гальваномагнитных преобразователей Холла

В статье рассмотрены методы и средства синтеза новых SPICE-макромоделей гальваномагнитных преобразователей, основанные на фундаментальной теории эффекта Холла. Приведены описания некоторых макромоделей, реализованных схемами с гираторами и четырехполюсниками, результаты их тестирования, способы экспериментального определения и формулы расчета параметров моделей.

Розглянуто методи і засоби синтезу нових SPICE-макромоделей гальваномагнітних перетворювачів, які засновані на фундаментальній теорії ефекту Холу. Наведено описи деяких макромоделей, реалізованих за еквівалентними схемами з гіраторами і чотириполюсниками, результати їхнього тестування, способи експериментального визначення та формули розрахунку параметрів моделей.

Датчики различной формы и размеров в виде полупроводниковых пластин, эпитаксиальных слоев или областей диффузии примесей на кремниевых подложках с четырьмя выводами остаются во многих приложениях магнитоизмерительной техники основным устройством, преобразующим индукцию магнитного поля в электрический сигнал. Преобразователь, реализующий эффект Холла, генерирует напряжение $V_{\text{Н}}$ между парой выводов на противоположных сторонах пластины, когда через другую пару выводов проходит управляющий ток I_c. Для прямоугольной изотропной пластины из полупроводникового материала это напряжение пропорционально произведению управляющего тока, индукции магнитного поля B и косинуса угла θ между вектором $\boldsymbol{B}$ и нормалью к плоскости датчика Холла, т.е.

$$V_{\text{н}} = R_{\text{н}} \frac{I_c \cdot B}{d} \cdot \varphi\left(l, b, B\right) \cdot \cos\theta, \qquad (1)$$

где $R_{\text{Н}}$ — коэффициент Холла для ненагруженного преобразователя; l, b, d — длина, ширина и толщина пластины, соответственно; $\varphi(l, b, B)$ — зависимость напряжения Холла от соотношения размеров пластины и электродов [2, 3].

Формализация датчика Холла в виде компьютерной модели позволяет проводить вычислительные эксперименты для определения свойств измерительных цепей, включающих такие преобразователи информации. Безусловно, эти модели отражают не все возможные характеристики конкретных датчиков. Практическая ценность моделей определяется не только полнотой соответствия, но и требуемым объемом физических экспериментов с конкретным датчиком для настройки необходимых параметров модели, средствами формализации описания характеристик преобразователя, возможностью их адаптации к конкретным требованиям.

Использование стандарта *SPICE* для описания характеристик датчиков Холла практически не ограничивает степень их приближения к реальным устройствам. Различия в структурах и принципах построения эквивалентных схем замещения гальваномагнитных преобразователей определяют существующее разнообразие их компьютерных моделей [5, 6, 9—11]. Одни из них [2] являются усредненными представлениями серийно производимых датчиков и реализованы по принципу аналогии свойств подсистем модели отдельным физическим характеристикам преобразователя [11], что предопределяет функциональное назначение выводов датчика. Поэтому такая модель не может быть, например, использована в переключающих структурах измерителей с автоматической коррекцией остаточного напряжения [6].

Феноменологические модели [2, 5, 10, 11] используют в качестве алгоритмической основы схемы замещения, в которых физические процессы в преобразователе Холла представлены соединением стандартных элементов, свойства которого могут отражать — также с определенным приближением — совокупность свойств конкретного датчика. Не-

© Таранов С.Г., Мазманян Р.О., 2008

смотря на то, что феноменологическая модель в соединении с гиратором наиболее полно отражает основные свойства преобразователя Холла [2], компьютерные модели, реализующие такую схему замещения, не разрабатывались. В настоящей статье рассматриваются вопросы синтеза новых моделей гальваномагнитных преобразователей на основе эффекта Холла для компьютерного моделирования высокоточных магнитоизмерительных систем.

Универсальность и гибкость стандарта *SPICE* не исключают необходимости использования особых методов моделирования магнитоизмерительных преобразователей. Отсутствие магнитных величин в этом стандарте приводит к необходимости их аналогового представления в виде электрического тока или напряжения. Поэтому макромодели преобразователей магнитных величин должны включать в виде субсистем также и конверторы, преобразующие магнитные величины в электрический сигнал [5, 9].

Использование в качестве схемы замещения датчика Холла проходного четырехполюсника [2] основано на прямом соответствии моделируемых свойств физическим процессам и позволяет с помощью простых и ограниченных средств решать в процессе синтеза модели и дальнейшей ее адаптации для конкретных приложений следующие задачи:

— конвертирование магнитных величин в электрические;

— представление электрических свойств собственно конструкции преобразователя и ее материала;

— экспериментальное определение исходных характеристик для модели.

В основе такого подхода положено преобразование эквивалентного четырехполюсника в подструктуры, раздельно отражающие свойства постоянства и изменчивости преобразователя в пределах принятых ранее допущений. Соотношения между гармоническими напряжениями и токами на входе и выходе эквивалентного четырехполюсника описываются уравнениями в матричной форме [2]

$$\begin{pmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{U}_2\end{pmatrix}=\mathbf{Z}\cdot\begin{pmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{pmatrix}=\left(\mathbf{Z_a}+\mathbf{Z_b}\right)\cdot\begin{pmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{pmatrix}. \qquad (2)$$

Здесь представление матрицы комплексных коэффициентов $\mathbf{Z}$ в виде суммы матриц $\mathbf{Z}=\mathbf{Z_a}+\mathbf{Z_b}$ отражает структурное разделение свойств постоянства и изменчивости. Рассмотрим, каким образом происходит преобразование сигнала в разделенной структуре преобразования.

Представим BV-конвертор в виде четырехполюсника с активными элементами, входной ток которого $\dot{I}_1=\dot{I}_c$, а выходной ток $\dot{I}_2$ в нагрузке вызван напряжением Холла $\dot{U}_2=\dot{V}_н$ (рис. 1).

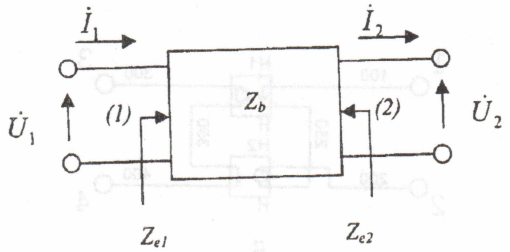


Рис. 1

Выходной $\dot{I}_2$ и входной токи $\dot{I}_1$ определяются выражениями

$$\dot{I}_2=\dot{U}_1/Z_b; \qquad \dot{I}_1=\dot{U}_2/Z_b. \qquad (3)$$

Связь между токами и напряжениями на выводах четырехплолюсника из (3) записывается в виде

$$\dot{U}_1\cdot\dot{I}_1-\dot{U}_2\cdot\dot{I}_2=0, \qquad (4)$$

что свидетельствует об отсутствии потерь в четырехполюснике, т.е. реактивном характере Z_b. Принимая во внимание направление токов I_1, I_2, уравнение четырехполюсника в матричной форме можно представить как

$$\begin{pmatrix}\dot{U}_1\\ \dot{U}_2\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}-\dot{I}_2\cdot Z_b\\ \dot{I}_1\cdot Z_b\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}0 & -Z_b\\ Z_b & 0\end{pmatrix}\cdot\begin{pmatrix}\dot{I}_1\\ \dot{I}_2\end{pmatrix}. \qquad (5)$$

Линейное приближение для напряжения Холла $\dot{U}_2$ в зависимости от индукции магнитного поля B для угла $\theta=90^0$ равно [2]

$$\dot{U}_2=S^I_{y0}\cdot B\cdot I_c, \qquad (6)$$

где $S^I_{y0}=V_н/B\cdot I_c$ — статическая удельная чувствительность преобразователя Холла.

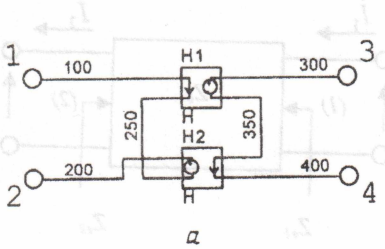
Тогда значение комплексного сопротивления части эквивалентной схемы, соответствующей преобразовательным свойствам датчика Холла, может быть получено из (3) и (6)

$$Z_b=S^I_{y0}\cdot B. \qquad (7)$$

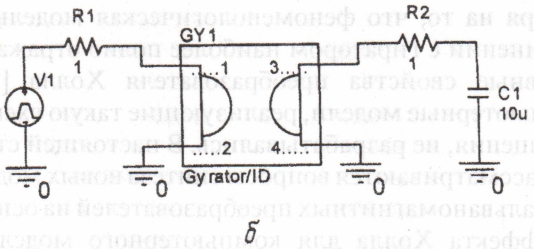
Передаточные сопротивления четырехполюсника одинаковы по величине и противоположны по знаку

$$\dot{U}_1/\dot{I}_2=Z_b; \qquad \dot{U}_2/\dot{I}_1=-Z_b, \qquad (8)$$

что свидетельствует о необратимости этого четырехполюсника. Это свойство вместе с матрицей комплексного сопротивления из (5) определяют четырехполюсник, представляющий BV-конвертор как идеальный гиратор [7], сопротивление гирации которого определяется выражением (7).



а



б

Рис. 2

Другая часть эквивалентной схемы в виде неавтономного обратимого четырехполюсника с комплексным сопротивлением $\mathbf{Z}_a$, отражающая свойство постоянства датчика, может быть представлена в виде различных схем внутренних соединений [1, 8].

Перейдем к синтезу идеального гиратора для *SPICE*-моделирования преобразователей Холла на основе управляемых источников [7]. Матрица сопротивлений из (5) представляется в виде суммы двух матриц

$$\begin{pmatrix} 0 & -Z_b \\ Z_b & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -Z_b \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ Z_b & 0 \end{pmatrix}. \qquad (9)$$

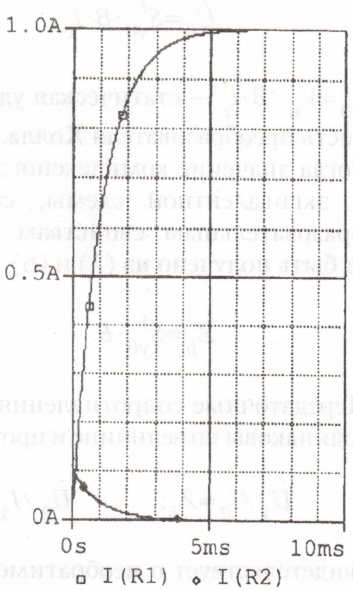
Сумма матриц соответствует сложному четырехполюснику, образованному встречно-последовательным соединением двух источников напряжения H1, H2, управляемых током (ИНУТ) [4, 7]. Моделирующая схема подобной реализации идеального гиратора показана на рис. 2, *а*. Собственно идеальный гиратор для *SPICE*-моделирования и схема его тестирования, включающая источник тестовых сигналов V1, присоединенный через сопротивление R_1 к паре зажимов гиратора, показаны на рис. 2, *б*. К другой паре зажимов гиратора подключена цепочка R2C1.

Текстовое описание макромодели идеального гиратора составлено по моделирующей схеме для $Z_b = 10$ Ohm:

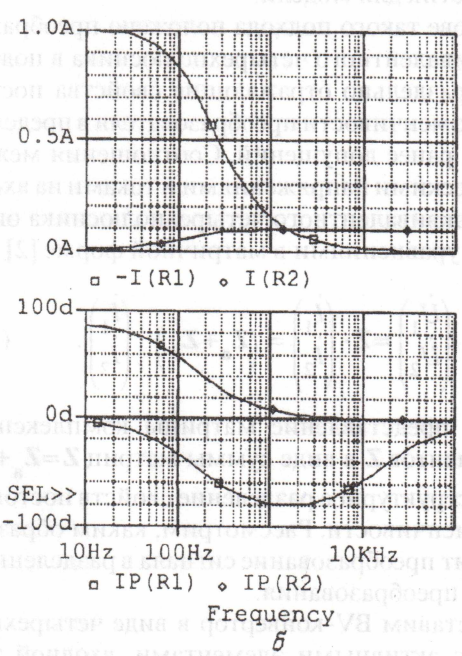
```
. SUBCKT Gyrator/ID  100  200  300  400
  *
H1  300 350 V1 10
V1  100  250  0V
H2  200 250 V2 10
V2  350  400  0V
  *
. ENDS
```

Переходные характеристики для входного и выходного токов гиратора в схеме по рис. 2, *б* показаны на рис. 3, *а*. Амплитудные и фазовые частотные характеристики этих же сигналов — на рис. 3, *б*.

Полнофункциональный BV-конвертор должен обеспечивать управляемое изменение сопротивления гирации в соответствии с выражением (7). Реализация такого гиратора возможна с помощью



а



б

Рис. 3

двух перемножителей напряжения E1, E2, включенных последовательно с каждым ИНУТ H1, H2 идеального гиратора. Схема гиратора с сопротивлением, управляемым напряжением, показана на рис. 4, *а*. В этом многополюснике управляющими являются выводы 5, 6.

Текстовое описание макромоделей по этой схеме принимает вид

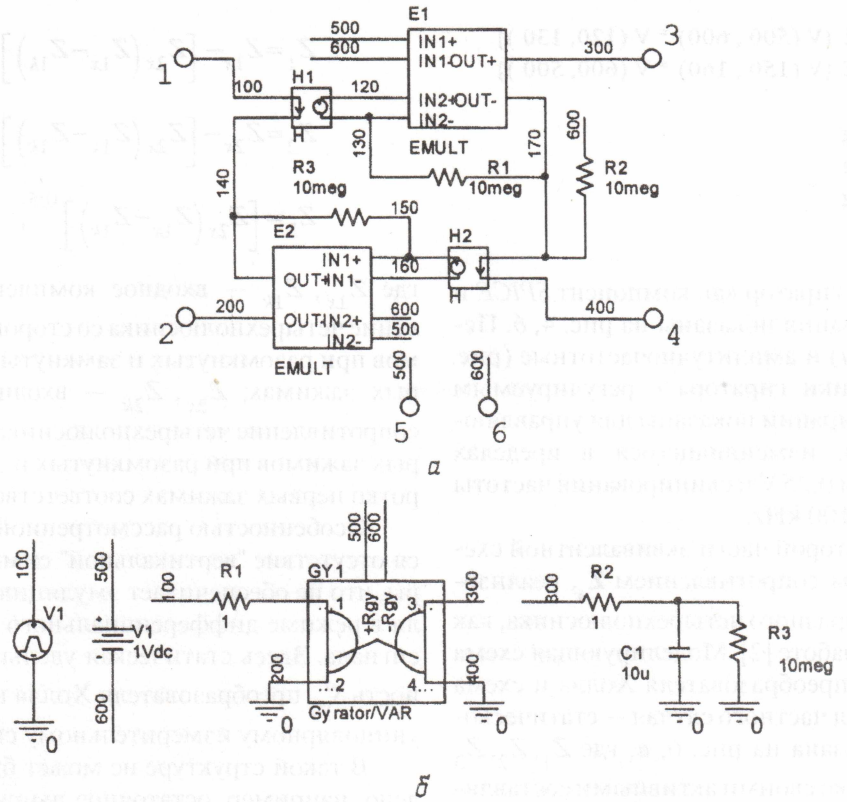


Рис. 4

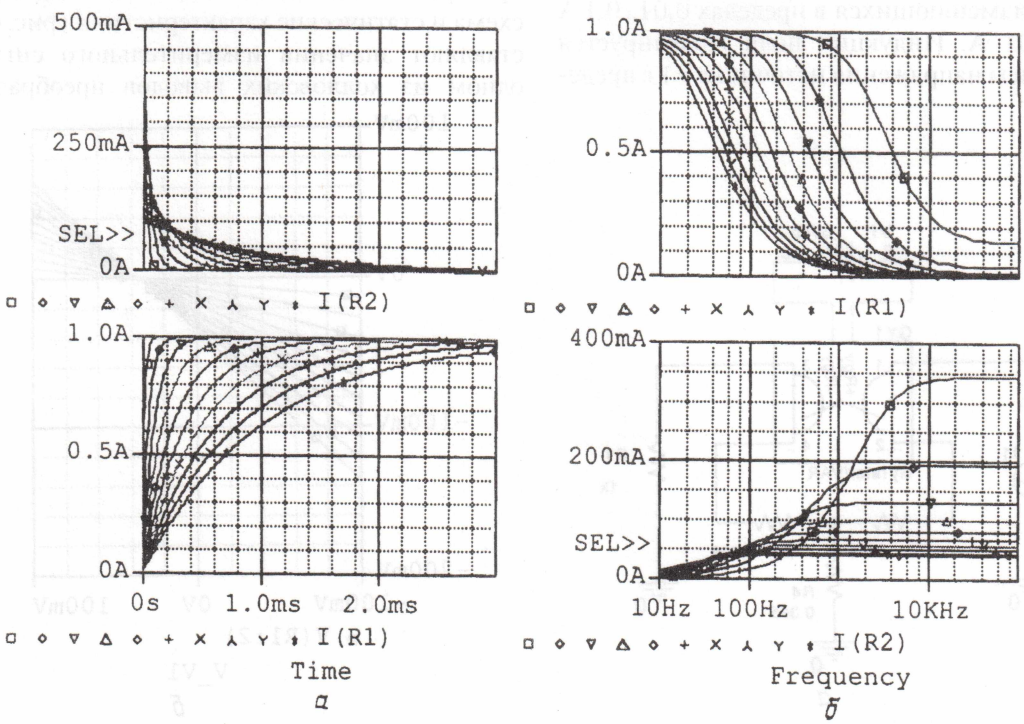


Рис. 5

```
. SUBCKT Gyrator/VAR 100 200 300 400 500 600
 *
 H1  120 130 V1 10
 V1   100  140  0V
 H2  150  160 V2 10
 V2   170  400   0V
 E1 300 170 VALUE {V (500 , 600) * V (120, 130 )}
 E2 140 200 VALUE {V (150 , 160) * V (600, 500 )}
  *
 R1 130 170 10 meg
 R2 170 600 10 meg
 R3 140 150 10 meg
  . ENDS
```

Управляемый гиратор как компонент *SPICE* и схема его тестирования показаны на рис. 4, *б*. Переходные (рис. 5, *а*) и амплитудночастотные (рис. 5, *б*) характеристики гиратора с регулируемым сопротивлением гирации показаны для управляющего напряжения, изменяющегося в пределах 0,25...2,5 V и шагом 0,25 V и свипирования частоты в пределах 10 Hz...100 kHz.

Перейдем ко второй части эквивалентной схемы с комплексным сопротивлением $\mathbf{Z}_a$, реализованной в виде Т-образного четырехполюсника, как это предложено в работе [2]. Моделирующая схема для макромодели преобразователя Холла и схема ее тестирования для частного случая — статического режима — показана на рис. 6, *а*, где Z_1, Z_2, Z_3 представлены только своими активными составляющими R_2, R_3, R_4.

Семейство статических характеристик (рис. 6, *б*) получено для управляющих токов преобразователя Холла, изменяющихся в пределах 0,01...0,1 А с шагом 0,01 А. Индукция поля моделируется свипированием напряжения источника V1 в пределах −0,1...0,1 V.

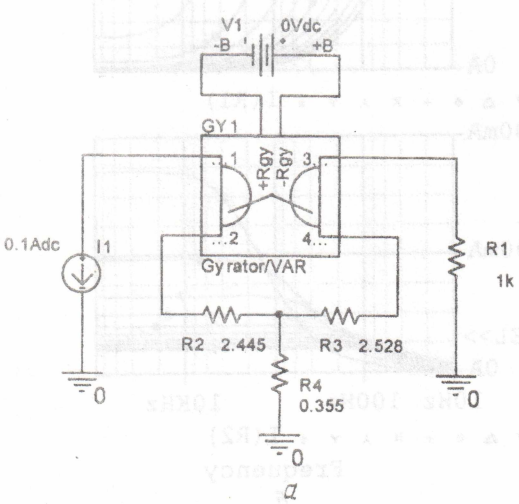
В общем виде экспериментальное определение параметров элементов эквивалентного четырехполюсника удобно осуществлять методом холостого хода и короткого замыкания [1, 8] из соотношений

$$Z_1 = Z_{1x} - \left[Z_{2x}\left(Z_{1x} - Z_{1k}\right)\right]^{0,5},$$
$$Z_2 = Z_{2x} - \left[Z_{2x}\left(Z_{1x} - Z_{1k}\right)\right]^{0,5}, \qquad (10)$$
$$Z_3 = \left[Z_{2x}\left(Z_{1x} - Z_{1k}\right)\right]^{0,5},$$

где Z_{1x}, Z_{1k} — входное комплексное сопротивление четырехполюсника со стороны первых зажимов при разомкнутых и замкнутых накоротко вторых зажимах; Z_{2x}, Z_{2k} — входное комплексное сопротивление четырехполюсника со стороны вторых зажимов при разомкнутых и замкнутых накоротко первых зажимах соответственно.

Особенностью рассмотренной модели является отсутствие "вертикальной" симметрии структуры, что не обеспечивает эмуляцию преобразователя в режиме дифференциального измерительного сигнала. Здесь статическая удельная чувствительность S^I_{y0} преобразователя Холла в (6) относится к униполярному измерительному сигналу.

В такой структуре не может быть воспроизведено, например, остаточное напряжение на измерительных выводах датчика, вызванное их неэквипотенциальным расположением на пластине преобразователя. Действительно, моделирующая схема и статические характеристики (рис. 6) представляют значения измерительного сигнала на одном из холловских выводов преобразователя



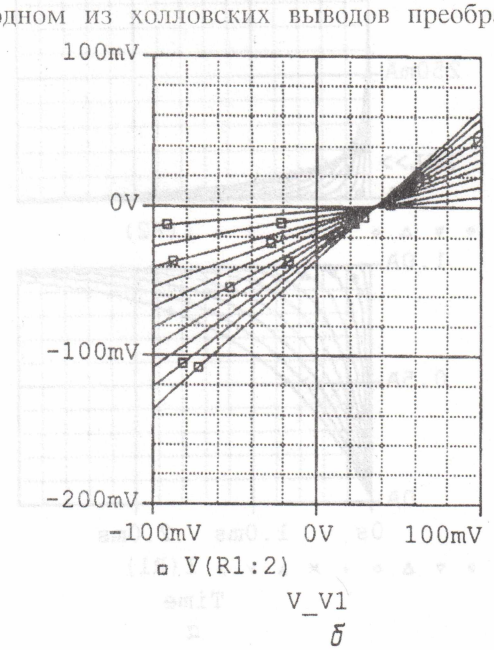


Рис. 6

относительно одного из выводов, к которому подключен источник управляющего тока. Рассмотренная модель имеет ограниченное применение [2] и не может быть использована, например, для структурного и схемотехнического моделирования измерителей индукции магнитного поля с коммутируемыми выводами [6].

Очевидно, что "вертикальная" симметрия может быть реализована структурой из трех, соединенных последовательно четырехполюсников. Перепишем выражение (2) для этого случая

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \mathbf{Z} \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix} = \left(\mathbf{Z_c} + \mathbf{Z_b} + \mathbf{Z_d} \right) \cdot \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \end{pmatrix}. \qquad (11)$$

Как и ранее, свойство постоянства будет выражено четырехполюсником с матрицей комплексных коэффициентов $\mathbf{Z_b}$, но теперь уже два четырехполюсника с матрицами $\mathbf{Z_c}$ и $\mathbf{Z_d}$ образуют BV-конвертор. Очевидно, что матрицы $\mathbf{Z_c}$ и $\mathbf{Z_d}$ также соответствуют идеальным гираторам, сопротивление гирации каждого из которых определяется выражением (7) из статической удельной чувствительности S^I_{y0} преобразователя Холла для униполярного измерительного сигнала.

Четырехполюсник с матрицей комплексных коэффициентов $\mathbf{Z_b}$ в эквивалентной схеме с дифференциальным сигналом может быть реализован в виде такого звена или соединения звеньев, которое было бы симметричным для пары входных или выходных зажимов. Представляется возможным использовать для включения в эквивалентную схему преобразователя и экспериментального определения параметров элементов этого звена полного четырехугольника [8], или моста [1, 8]. Моделирующая схема с симметричным мостовым четырехполюсником для макромодели преобразователя Холла с дифференциальным измерительным сигналом показана на рис. 7.

Симметричная относительно выводов 100, 200 и 300, 400 и зажимов каждой из этих пар моделирующая схема образована последовательным соединением идеальных гираторов GY1, GY2 с регулируемым коэффициентом гирации и мостовой схемы, образованной комплексными сопротивлениями Z1...Z4. Статическая удельная чувствительность S^I_{y0} преобразователя Холла задается источником постоянного напряжения V2. Формирование управляющего сопротивлением гирации напряжения в соответствии с (6) из напряжений источника V2 и источника V1, моделирующего индукцию магнитного поля, осуществляется аналоговым перемножителем E1. Здесь BV-конвертор имеет коэффициент преобразования, равный 1V/T.

Параметры элементов эквивалентного моста (рис. 8) для преобразователя Холла определяются

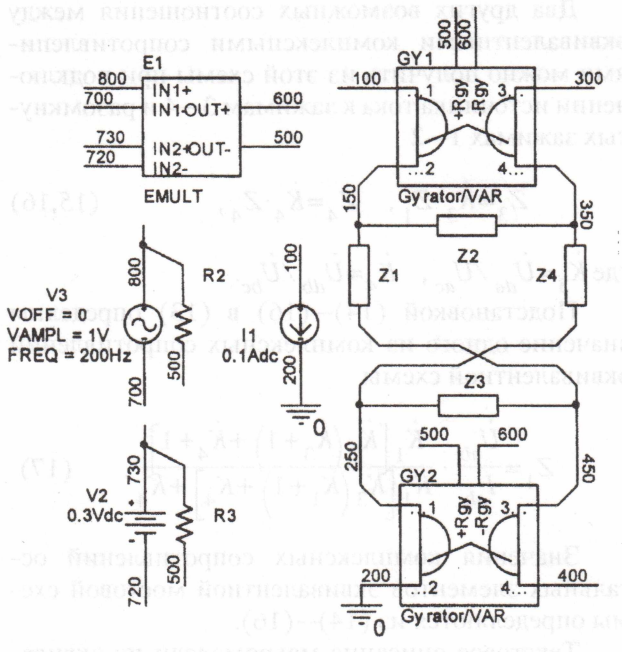


Рис. 7

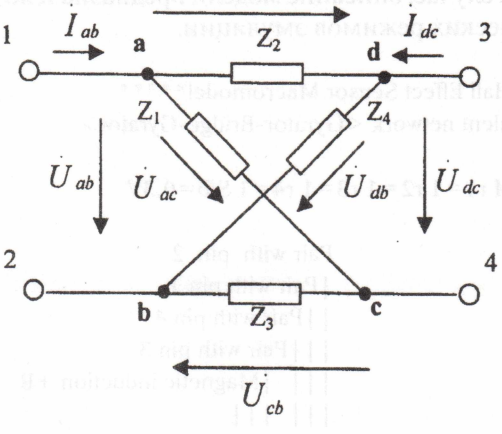


Рис. 8

путем эксперимента с подключением источника тока поочередно к каждой из пар выводов датчика с разомкнутой свободной парой.

Ток $\dot{I}_{ab}$ при подключении источника тока к зажимам 1—2 четырехполюсника определится суммой токов в ветвях *acb* и *adb*

$$\dot{I}_{ab} = \dot{I}_{acb} + \dot{I}_{adb} = \dot{U}_{ab} \left(\frac{1}{Z_1 + Z_3} + \frac{1}{Z_2 + Z_4} \right). \qquad (12)$$

Пара сопротивлений каждой из ветвей *acb* и *adb* связана соотношениями, которые определяются регистрируемыми напряжениями на выводах датчика

$$Z_1 = \dot{K}_1 \cdot Z_3, \qquad Z_2 = \dot{K}_2 \cdot Z_4, \qquad (13,14)$$

где $\dot{K}_1 = \dot{U}_{ac} / \dot{U}_{cb}$, $\dot{K}_2 = \dot{U}_{ad} / \dot{U}_{db}$ — комплексные коэффициенты.

Два других возможных соотношения между эквивалентными комплексными сопротивлениями можно получить из этой схемы при подключении источника тока к зажимам 3—4 и разомкнутых зажимах 1—2

$$Z_3=\dot{K}_3\cdot Z_1, \quad Z_4=\dot{K}_4\cdot Z_4, \qquad (15,16)$$

где $\dot{K}_3=\dot{U}_{da}/\dot{U}_{ac}$, $\dot{K}_4=\dot{U}_{db}/\dot{U}_{bc}$.

Подстановкой (14)—(16) в (13) определим значение одного из комплексных сопротивлений эквивалентной схемы

$$Z_1=\frac{\dot{U}_{ab}}{I_{ab}}\cdot\frac{\dot{K}_1\left[\dot{K}_1\left(\dot{K}_3+1\right)+\dot{K}_4+1\right]}{K_1\left[\dot{K}_3\left(\dot{K}_1+1\right)+\dot{K}_4\right]+\dot{K}_4}. \qquad (17)$$

Значения комплексных сопротивлений остальных элементов эквивалентной мостовой схемы определяются из (14)—(16).

Текстовое описание макромодели по эквивалентной схеме, включающей мост и два идеальных гиратора (рис. 7), приведено ниже. Как и в предыдущем случае, описание модели предназначено для статических режимов эмуляции.

```
*****Hall Effect Sensor Macromodel*****
*Equivalent network <Gyrator-Bridge-Gyrator>
*
.PARAM r1=1 r2=1 r3=1 r4=1 Sib=0,3V
*
*                        Pair with  pin  2
*                        |Pair with pin 1
*                        | |Pair with pin 4
*                        | | |Pair with pin 3
*                        | | |  |Magnetic induction +B
*                        | | |  | | |
.SUBCKT Hall/2GY_BR 1 2 3 4 5 6 7 8
*
R9          5 8 10meg
E5          70 2 VALUE {V(80,85)*V(6,5)}
E3          15 40 VALUE {V(25,30)*V(6,5)}
H3          60 65 V3 1
V3          50 70 0V
R10          5 95 10meg
R12          80 1 10meg
R6           1 5 10meg
E4          55 75 VALUE {V(6,5)}*V(60,65)}
E2          5 6 VALUE {V(8,7)*V(95,90)}
R7          1 20 10meg
H4          80 85 V4 1
V4          75 4 0V
*Sensitivity S[V/(T*A)]--->x.xV
VS          95 90 {Sib}
E1          3 35 VALUE {v(6,5)*V(10,20)}
R8          25 1 10meg
H1          10 20 V1 1
V1          1 15 0V
H2          25 30 V2 1
V2          35 45 0V
R11         1 65 10meg
*Bridge with active resistance R1 . . . R4
R1          55 40 {rl}
R2          40 45 {r2}
R3          50 55 {r3}
R4          50 45 {r4}
*
.ENDS
```

Параметры мостовой схемы — значения активных сопротивлений $r1...r4$, статическая удельная чувствительность преобразователя Холла S^I_{y0} объявлены глобальными, что исключает необходимость внесения изменений в макромодель для ее настройки по характеристикам конкретного преобразователя.

Датчик Холла как компонент *SPICE* и схема его тестирования для синусоидального магнитного поля с амплитудой 100 mT и частотой 200 Hz показаны на рис. 9 *а*, *б*. Экспериментально определенные значения активных сопротивлений датчика Холла и его статическая удельная чувствительность объявлены в спецификации компонента *PARAMETERS*. Дифференциальный и униполярные сигналы на выходе макромодели представлены на рис. 9, *б*. Погрешность воспроизведения измерительного сигнала и остаточного напряжения, вызванного неэквипотенциальным расположением выводов датчика, не превышает 1%.

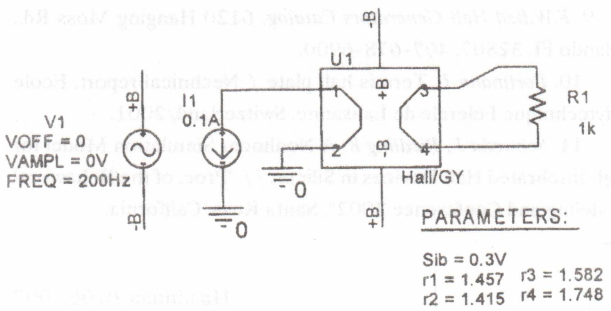
Еще одна модель может быть получена из схемы соединения Т-образного четырехполюсника с гиратором (рис. 6, *а*) принудительным ее симметрированием относительно вывода сопротивления R4, соединенного с общей точкой. Такая процедура соответствует преобразованию структуры по формуле (11).

Четырехполюсник, отражающий свойство постоянства, можно представить в виде соединения, содержащего пять компонентов $Z_1...Z_5$ (рис. 10).

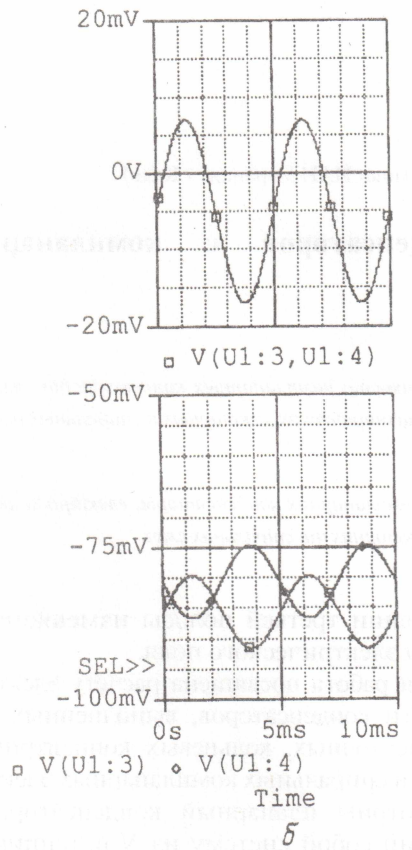
Модель с таким четырехполюсником получается в результате простой замены в описанной выше макромодели .SUBCKT Hall/2GY_BR фрагмента " *Bridge with active resistance R1 ... R4" приведенным ниже текстом

```
* T-T four pole circuit with active resistance R1 ... R5
 R1          40 47  {r1}
 R2          47 45  {r2}
 R3          49 47  {r3}
 R4          50 49  {r4}
 R5          49 55  {r5}
*
.ENDS
```

Параметры элементов эквивалентного четырехполюсника (рис. 10) для преобразователя Холла, как и ранее, можно определять подключением источника тока поочередно к каждой из пар выводов датчика с разомкнутой свободной парой.



а



б

Рис. 9

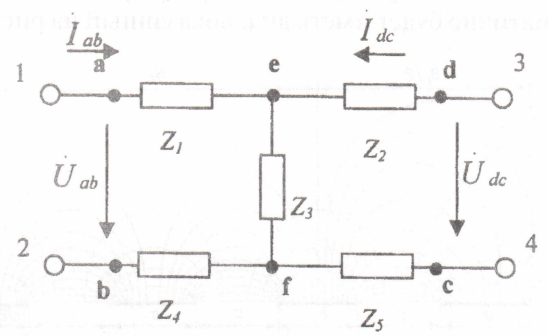


Рис. 10

Из подключения источника тока к зажимам 1—2 определяются комплексные сопротивления

$$Z_1=\dot{U}_{ad}/\dot{I}_{ab},\quad Z_3=\dot{U}_{dc}/\dot{I}_{ab},\quad Z_4=\dot{U}_{bc}/\dot{I}_{ab},\quad (17,a)$$

а из подключения к зажимам 3—4 —

$$Z_2=\dot{U}_{da}/\dot{I}_{dc},\quad Z_5=\dot{U}_{bc}/\dot{I}_{dc}.\quad (17,b)$$

Формулы (17a), (17b) для пятиэлементного четырехполюсника несколько проще выражений (17), (14), (15), (16), полученных для мостовой схемы замещения. В остальном — результаты тестирования этой модели совпадают с тестом модели, использующей два гиратора и мостовую схему.

Выводы. 1. Синтез моделей идеальных гираторов в стандарте *SPICE* с использованием двух источников напряжения, управляемых током, и структурных средств для управления сопротивлением гирации, их тестирование в схеме идеального конвертора положительного сопротивления показали простоту реализации, точность и возможность использования в составе различных макромоделей датчиков Холла.

2. Предложена феноменологическая эквивалентная схема замещения гальваномагнитных преобразователей с последовательным соединением двух идеальных гираторов и неавтономного обратимого четырехполюсника между ними, которая соответствует пространственной и электрической симметрии датчиков Холла и может служить точной алгоритмической основой для синтеза новых макромоделей.

3. На основе схемы замещения с двумя гираторами и четырехполюсником предложены новые структуры, в которых центральный четырехполюсник представляет собой симметричную схему с четырьмя или пятью компонентами. Такие структуры были положены в основу макромоделей датчика Холла. Некоторые параметры отдельных компонентов четырехполюсников (температурные зависимости, шумовые характеристики и др.) могут отражать параметры моделируемого преобразователя в целом.

4. Дальнейшее развитие предложенных методов и средств моделирования измерительных преобразователей Холла связано с учетом нелинейностей и температурных зависимостей характеристик, отражения в эмулируемых измерительных сигналах составляющих, вызванных эффектами, сопутствующими гальваномагнитному эффекту.

1. *Атабеков Г.И.* Основы теории цепей. — М.: Лань, 2006. — 432 с.

2. *Брайко В.В. и др.* Гальваномагнитные преобразователи в измерительной технике / Под ред. С.Г.Таранова. — М.: Энергоатомиздат, 1984. — 360 с.

3. *Кобус А., Тушинский Я.* Датчики Холла и магниторезисторы. — М.: Энергия, 1971. — 352 с.

4. *Курганов С.А., Филаретов В.В.* Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей. — Ульяновск, УлГТУ, 2003. — 228 с.

5. *Мазманян Р.О.* SPICE-модели измерительных преобразователей Холла // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проб-

леми сучасної електротехніки". — 2006. — Ч. 4. — С. 104—109.

6. *Мазманян Р.О.* Структурное моделирование измерителей магнитной индукции с коммутируемыми выводами датчика Холла // Техн. електродинаміка. — 2007. — № 1. — С. 73—80.

7. *Марше Ж.* Операционные усилители и их применение. — Л.: Энергия, 1974. — 216 с.

8. *Теоретические основы электротехники*. Т. 1. Основы теории линейных цепей / Под ред. П.А.Ионкина. — М.: Высш.шк., 1976. — 544 с.

9. *F.W.Bell Hall Generators Catalog*, 6120 Hanging Moss Rd., Orlando FL 32807, 407-678-6900.

10. *Portmann L.* Termis hall plate / Nechnical report, Ecole Polytechnique Felerale de Lausanne, Switzerland, 2001.

11. *Schweda J., Riedling K.* A Nonlinear Simulation Model for High Intehrated Hall Devices in Silicon // "Proc. of the Behavioral Modeling and Conference 2002", Santa Rosa, California.

Надійшла 20.06.2007

УДК 681.586.772

А.С.Левицкий, канд.техн.наук, **Л.И.Балящук** (Ин-т электродинамики НАН Украины, г.Киев)

Расчет электрической емкости конденсаторов с компланарными электродами

Получены аналитические выражения и графики для расчета электрической емкости компланарных конденсаторов, электроды которых представляют собой системы параллельных ленточных, кольцевых концентрических, секторных и спиральных полос.

Отримано аналітичні вирази та графіки для розрахунку електричної ємності компланарних конденсаторів, електроди яких представляють собою системи паралельних стрічкових, кільцевих концентричних, секторних та спіральних смуг.

Для исследования диэлектрических свойств различных материалов применяются измерительные конденсаторы, электроды которых выполнены в виде полос или лент, расположенных в одной плоскости. В некоторых случаях, например, при создании емкостных датчиков с повышенной чувствительностью, конструкции измерительных конденсаторов значительно усложняются и могут содержать целую систему потенциальных и заземленных электродов. Конструирование таких многоэлектродных систем включает в себя методы расчета электрического поля и емкости между электродами. В литературе описаны методы расчета емкости отдельных простых составных частей таких многоэлементных систем. Наиболее полно это отражено в монографии [3]. Но если собрать систему из таких элементов, то ее электрическая емкость будет отличаться от суммы емкостей составляющих. Например, если к компланарному конденсатору, образованному параллельными полосами равной ширины (заземленной и потенциальной), подсоединить рядом с потенциальной еще одну такой же ширины заземленную полосу, то суммарная емкость полученной системы не будет равна сумме емкостей системы из двух полос, так как при подсоединении третьей полосы изменяется конфигурация электрического поля.

Данная работа посвящена расчету электрической емкости конденсаторов, выполненных в виде системы ленточных, кольцевых концентрических, секторных и спиральных компланарных электродов.

Рассмотрим планарный конденсатор, представляющий собой систему из N потенциальных полос с расположенными между ними и по краям $N+1$ заземленными полосами. Электрическое поле верхнего полупространства левого края системы схематично будет иметь вид, показанный на рис. 1.

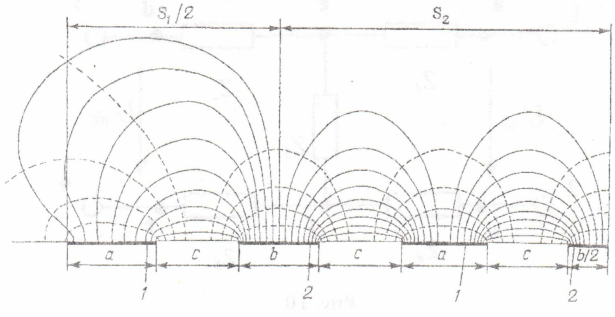


Рис. 1

© Левицкий А.С., Балящук Л.И., 2008