

Р.О. МАЗМАНЯН, канд. техн. наук, с.н.с., ІЕД НАН України,
Київ

СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ С ГИРАТОРОМ И SPICE- МАКРОМОДЕЛИ ГАЛЬВАНОМАГНИТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ХОЛЛА

В статті описані нові феноменологічні еквівалентні схеми перетворювачів Хола зі структурним розподілом властивостей постійності та мінливості, що засновані на сполученні гіраторів та реверсивних неавтономних чотирьохполюсників. Наведено поведінкові рівняння електричних ланцюгів, що моделюють первинні та вторинні ефекти Хола, макромоделі та їх тестування.

В статье описаны новые феноменологические эквивалентные схемы преобразователей Холла со структурным разделением свойств постоянства и изменчивости, основанные на соединении гиаторов и реверсивных четырехполюсников. Приведены уравнения, моделирующие первичные и вторичные эффекты Холла, макромодели и результаты их тестирования.

Введение. Датчики Холла представляют собой различной формы и размеров полупроводниковые пластины, эпитаксиальные слои или области диффузии примесей на кремниевых подложках с двумя парами ортогонально расположенных выводов. Эти гальваномагнитные преобразователи непосредственно преобразуют магнитную индукцию в напряжение V_H 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 \mathbf{B} и нормалью к плоскости датчика Холла, т.е.

$$V_H = R_H \cdot \frac{I_c \cdot B}{d} \cdot \varphi(l, b, B) \cdot \cos \theta, \quad (1)$$

где R_H – коэффициент Холла для ненагруженного преобразователя; l , b , d – длина, ширина и толщина пластины, соответственно; $\varphi(l, b, d)$ – зависимость напряжения Холла от соотношения размеров пластины и электродов [1–3].

Формализация датчика Холла в виде компьютерной модели [4–6] позволяет проводить вычислительные эксперименты для определения свойств измерительных цепей, включающих такие преобразователи

информации. Безусловно, модели отражают не все возможные характеристики конкретных датчиков. Практическая ценность моделей определяется не только полнотой их соответствия исследуемым объектам, но и требуемым объемом физических экспериментов с конкретным датчиком для настройки необходимых параметров модели, средствами формализации описания характеристик преобразователя, возможностью их адаптации к конкретным условиям.

Феноменологические модели [1, 7–9] используют в качестве алгоритмической основы схемы замещения, в которых физические процессы в преобразователе Холла представлены соединением стандартных элементов, отражающих – с определенным приближением – совокупность свойств конкретного датчика. Несмотря на то, что феноменологическая модель в соединении с гиратором наиболее полно отражает основные свойства преобразователя Холла [1, 10], компьютерные модели, реализующие такую схему замещения, разработаны недостаточно.

Целью представленной работы являлось создание 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 составляющих также и конверторы, преобразующие магнитные величины в электрический сигнал [7, 11].

Схемы замещения гальваномагнитных преобразователей с проходным четырехполюсником. Использование в качестве схемы замещения датчика Холла проходного четырехполюсника [1, 12] 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 параметров модели.

В основе такого подхода положено преобразование эквивалентного четырехполюсника в подструктуры, раздельно отражающие свой-

ства 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 [1,13,14]:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = \mathbf{Z} \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}, \quad (2)$$

где $\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$; $Z_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$, $Z_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2}$, $Z_{21} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1}$; $Z_{22} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$ –

комплексные сопротивления.

Преобразуем четырехполюсник схемы замещения (рис. 1,а) в последовательное соединение двух четырехполюсников, как это показано на рис. 1,б. Это преобразование расщепляет матрицу \mathbf{Z} выражения (2) [12]:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = (\mathbf{Z}_a + \mathbf{Z}_b) \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}, \quad (3)$$

где $\mathbf{Z}_a = \begin{pmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$, $\mathbf{Z}_b = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ Z_{21} & Z_{22} \end{pmatrix}$.

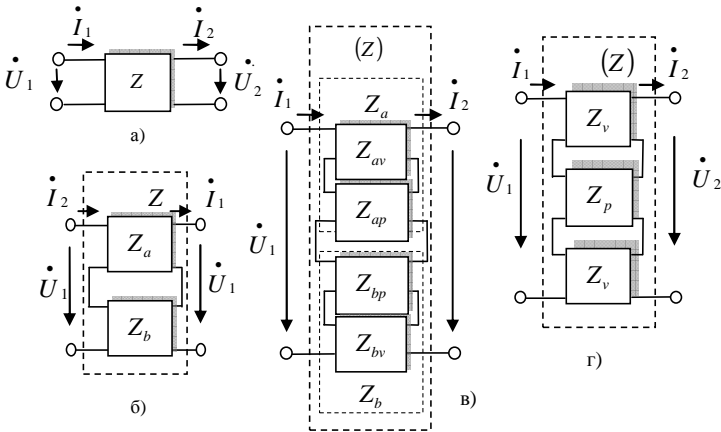


Рис. 1. Преобразование схемы замещения четырехполюсника.

В преобразованной схеме замещения входной ток является общим для последовательно соединенных четырехполюсников, что соответствует ортогональному расположению выводов датчика на основе эффекта Холла.

Каждый из четырехполюсников Z_a , Z_b , в свою очередь, может быть разделен на подструктуры, отдельно описывающие свойства постоянства и изменчивости преобразователя (рис. 1,в).

Теперь соотношения между входными напряжениями и токами схемы замещения описываются следующими равенствами:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = \left[(\mathbf{Z}_{ap} + \mathbf{Z}_{av}) + (\mathbf{Z}_{bp} + \mathbf{Z}_{bv}) \right] \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (4)$$

Каждая из сумм матриц $\mathbf{Z}_{ap} + \mathbf{Z}_{av}$, $\mathbf{Z}_{bp} + \mathbf{Z}_{bv}$ представляет структурное разделение свойств постоянства и изменчивости. Дальнейшие преобразования завершают структурирование схемы замещения объединением четырехполюсников, представляющих постоянство преобразователя, и отожествлением конверторов магнитного поля в напряжение – BV -конверторов (рис. 1,г):

$$\mathbf{Z}_p = \mathbf{Z}_{ap} + \mathbf{Z}_{bp}, \quad \mathbf{Z}_v = \mathbf{Z}_{av} = \mathbf{Z}_{bv}. \quad (5)$$

Рассмотрим, каким образом происходит преобразование сигнала в разделенной структуре. 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 $\dot{U}_2 = \dot{V}_H$ (рис. 1,в) [12]. Входной и выходной токи определяются из уравнений:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_1}{2 \cdot Z_v}; \quad \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_2}{2 \cdot Z_v}. \quad (6)$$

Тогда связь между токами и напряжениями на входе и выходе четырехполюсника записывается уравнением:

$$\dot{U}_1 \cdot \dot{I}_1 - \dot{U}_2 \cdot \dot{I}_2 = 0. \quad (7)$$

Уравнение (7) указывает на отсутствие потерь в четырехполюснике, т.е. на реактивный характер Z_v . Принимая во внимание направление токов \dot{I}_1 , \dot{I}_2 , уравнение четырехполюсника в матричной форме запишется следующим образом:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\dot{I}_2 \cdot 2Z_v \\ \dot{I}_1 \cdot 2Z_v \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -2Z_v \\ 2Z_v & 0 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (8)$$

Линейное приближение для напряжения Холла \dot{U}_2 в зависимости от индукции магнитного поля B для угла $\theta = 90^\circ$ равно [1]

$$\dot{U}_2 = S_{y0}^I \cdot I_c \cdot B, \quad (9)$$

где $S_{y0}^I = V_H / B \cdot I_c$ – статическая удельная чувствительность преобразователя Холла.

Тогда значение комплексного сопротивления части эквивалентной схемы, соответствующей преобразовательным свойствам датчика Холла, может быть получено из (6) и (9)

$$Z_v = \frac{1}{2} \cdot S_{y0}^I \cdot B. \quad (10)$$

Передаточные сопротивления четырехполосника одинаковы по величине и противоположны по знаку:

$$\dot{U}_1 / \dot{I}_2 = -2Z_b \quad \dot{U}_2 / \dot{I}_1 = -2Z_b, \quad (11)$$

что свидетельствует о необратимости четырехполосника Z_v . Это свойство вместе с матрицей комплексного сопротивления из (8) определяют четырехполосник, представляющий BV -конвертор, как идеальный гиратор [10,22], сопротивление гирации которого определяется выражением (10).

Другая часть эквивалентной схемы в виде неавтономного обратимого четырехполосника с комплексным сопротивлением Z_p отражающая свойство постоянства датчика, может быть представлена в виде различных схем внутренних соединений [1, 11, 18, 19].

Гираторы в SPICE-моделях датчиков Холла. Перейдем к синтезу идеального гиратора для $SPICE$ -моделирования преобразователей Холла на основе управляемых источников [15]. Матрица сопротивлений из (8) представляется в виде суммы двух матриц

$$\begin{pmatrix} 0 & -2Z_v \\ 2Z_v & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -2Z_v \\ 0 & 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 2Z_v & 0 \end{pmatrix}. \quad (12)$$

Сумма матриц соответствует сложному четырехполоснику, образованному встречно-последовательным соединением двух источников

напряжения H_1 , H_2 , управляемых током (ИНУТ) [7, 10]. Моделирующая схема подобной реализации идеального гиратора показана на рис. 2, а.

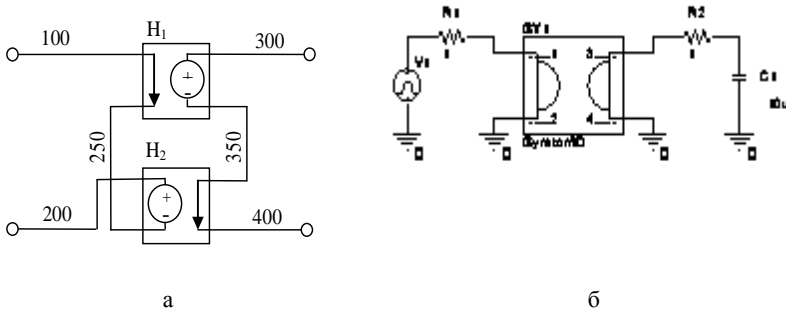


Рис. 2. Схемы идеального гиратора.

Собственно идеальный гиратор для *SPICE*-моделирования и схема его тестирования, включающая источник тестовых сигналов V_1 , присоединенный через сопротивление R_1 к паре зажимов гиратора, показаны на рис. 2,б. К другой паре зажимов гиратора подключена цепочка R_2C_1 .

Скрипт макромодели идеального гиратора составлен по моделирующей схеме для $Z_b=10$ Ом:

```
.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
```

Полнофункциональный BV -конвертор должен обеспечивать управляемое изменение сопротивления гирации в соответствии с выражением (10). Реализация такого гиратора возможна с помощью двух перемножителей напряжения E_1 , E_2 , включенных последовательно с каждым ИНУТ H_1 , H_2 идеального гиратора. Схема гиратора с сопротивлением, управляемым напряжением, показана на рис. 3,а. В этом многополюснике управляющими являются выводы 5 и 6.

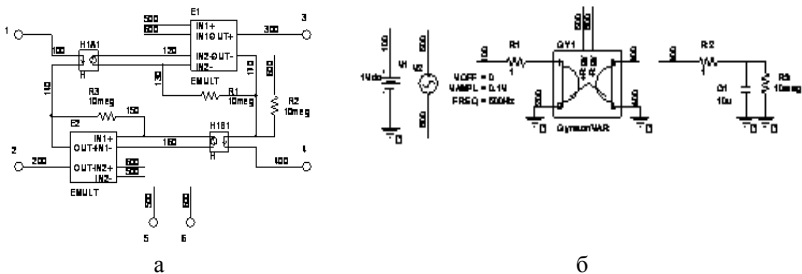


Рис. 3. Схемы гиратора с резистором.

Скрипт макромодели по этой схеме имеет вид [12]:

```
.SUBCKT Gyator/VAR 100 200 300 400 500 600
*
H1      120 130 VI
VI      10  100 140 0V }
H2      150 160 V2 10
V2      170 400  0V
E1      300 170 VALUE {V (500, 600) t 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
.ENS
```

Управляемый гиратор как компонент *SPICE* и схема его тестирования показаны на рис. 3,б.

Макромодели гальваномагнитных преобразователей Холла. Вторую часть эквивалентной схемы (рис. 1,г) с комплексным сопротивлением Z_p , представим в виде Т-образного четырехполюсника, как это предложено в работе [1]. Моделирующая схема для макромодели преобразователя Холла (рис. 1,г) вырождается, сохраняя при этом только один из гираторов [12]. Схема тестирования модели для частного случая – статического режима – показана на рис. 4.а, где Z_1 , Z_2 , Z_3 имеют только ненулевые активные составляющие R_2 , R_3 , R_4 .

Особенностью рассмотренной модели является отсутствие "вертикальной" симметрии структуры, что не поддерживает эмуляцию преобразователя в режиме дифференциального измерительного сигнала.

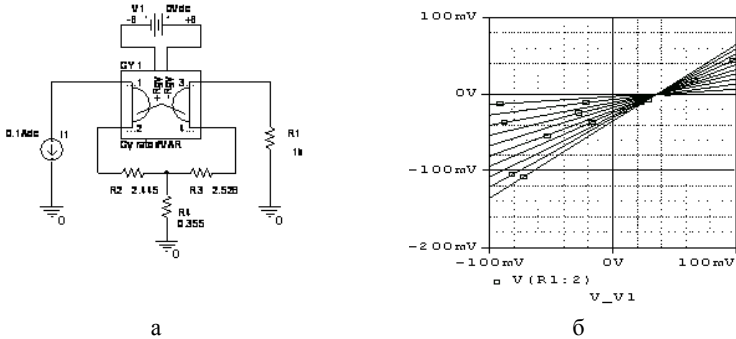


Рис. 4. Схема (а) и статические характеристики (б) преобразователя Холла.

Здесь статическая удельная чувствительность S_{y0}^I преобразователя Холла в (9) относится к униполярному измерительному сигналу.

Семейство статических характеристик (рис. 4.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 $-0,1 \dots 0,1V$.

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. 4.а и рис. 4.б, соответственно, представляют значения измерительного сигнала на одном из холловских выводов преобразователя, относительно вывода, к которому подключен источник управляющего тока. Рассмотренная модель имеет ограниченное применение [1, 12] и не может быть использована, например, для структурного и схемотехнического моделирования измерителей индукции магнитного поля с коммутируемыми выводами [17-19].

Четырехполусник с матрицей комплексных коэффициентов Z_p , 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 (рис. 1,в). Выражение (2) для такой схемы примет вид:

$$\begin{pmatrix} \dot{U}_1 \\ \dot{U}_2 \end{pmatrix} = Z \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix} = (Z_v + Z_p + Z_v) \cdot \begin{pmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{pmatrix}. \quad (14)$$

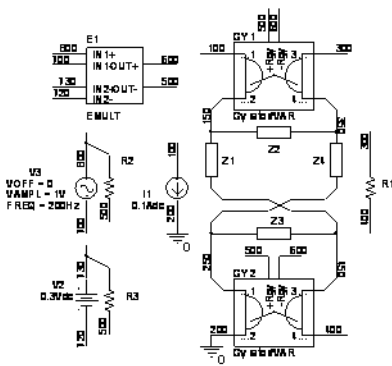


Рис. 5. Схема для макромодели преобразователя Холла.

Представляется возможным использовать для включения в эквивалентную схему преобразователя и экспериментального определения параметров элементов этого звена полный четырехугольник [23], или мост [12, 23, 24]. Моделирующая схема с симметричным мостовым четырехполюсником для макромодели преобразователя Холла с дифференциальным измерительным сигналом показана на рис. 5.

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_{y0}^I преобразователя Холла задается источником постоянного напряжения $V2$.

Формирование управляющего сопротивлением гирации напряжения в соответствии с (6) из напряжений источника $V2$ и источника $V3$, моделирующего индукцию магнитного поля, осуществляется аналоговым множителем $E1$. Здесь BV -конвертор имеет коэффициент преобразования, равный $1V/T$.

Скрипт макромодели по эквивалентной схеме, включающей мост и два идеальных гиратора (рис. 5), приведен ниже.

```

***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
| | | |Mag.induc.+B
| | | |Mag.induc.-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
RIO     5 95 10meg
R12     80 1 10meg
R6      1 5 10meg
E4      55 75 VALUE {V(6,5)} *V(60,65))
E2      56 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(1(,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 {r1}
R2      40 45 {r2}
R3      50 55 {r3}
R4      50 45 {r4}
*
.ENDS

```

Как и в предыдущем случае, модель предназначена для статических режимов эмуляции. Параметры мостовой схемы – значения активных сопротивлений $r_1 \dots r_4$, статическая удельная чувствительность преобразователя Холла $S'_{y,0}$ объявлены глобальными, что устраняет 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 мТ и частотой 200 Нз показаны на рис. 6.

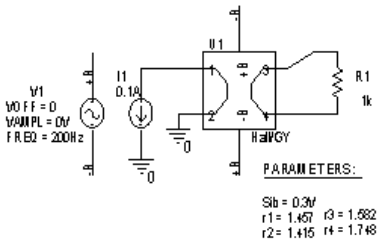


Рис. 6. Схема тестирования.

выводов датчика, не превышает 1%.

Вторичный эффект Холла в макромоделях с гираторами.

Возникновение напряжения Холла на токовых выводах датчиков магнитной индукции является особым случаем проявления эффекта Холла в гальваномагнитных преобразователях [2]. Это напряжение возбуждается током в нагрузке, подключенной к сигнальным – холловским – выводам преобразователя. Вторичное напряжение эффекта Холла уменьшает напряжение питания преобразователя. Вследствие этого величина управляющего тока падает, что приводит к нарушениям линейности статической характеристики преобразователя.

Очевидно, что ранее полученные выражения, схемы замещения и моделирующие структуры первичного эффекта Холла можно использовать для синтеза макромодели, воспроизводящей проявления вторичного эффекта Холла. Простейший путь создания такой модели заключается в использовании двух моделей с гираторами и четырехполюсниками для отдельной симуляции первичного и вторичного эффектов Холла (рис. 7).

Первичный эффект Холла представлен гираторами GY/U и GY/D , которые в данном случае соединены с симметричным четырехполюсником RB , сформированным резисторами $RB1 \dots RB4$.

Вторая пара управляемых гираторов GY/L и GY/R соединены с симметричным мостовым четырехполюсником RS . Резисторы этого моста $RS1 \dots RS4$ имеют одинаковые с резисторами моста RB значения. Но в данном случае гираторы GY/L и GY/R , подключенные к мосту, повернуты на 90° .

Управляющим током для соединения этих четырехполюсников является ток нагрузки, выделяемый некоторой субмоделью "MINOR CURRENT SELECTOR". Эта часть структуры обеспечивает выбор и подключение меньшего по величине тока к выводам 1, 3 эквивалентной схемы, т.е. тока в нагрузке на сигнальных выводах.

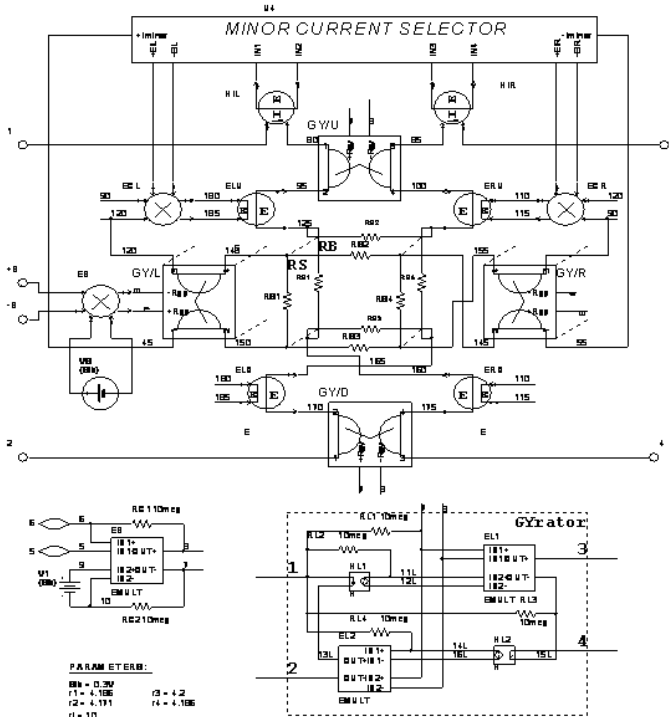


Рис. 7. Преобразование модели датчика Холла для раздельной симуляции первичного и вторичного эффектов Холла.

Вместе с этим, эта субмодель генерирует управляющие сигналы *BR* и *BL*, которые обеспечивают подключение напряжения вторичного эффекта Холла с цепей 120, 90 через перемножители *ECL*, *ECR* к соответствующей паре источников напряжения, управляемых напряжением *ELU*, *ELD* или *ERU*, *ERD*, соединенных с узлами моста *RB*.

Линейное напряжение Холла (9) вырабатывается *BV*-конвертором – перемножителем *EB*, входными сигналами которого являются моделирующее магнитную индукцию напряжение на входах $\pm B$ и напряжение источника *VS*, задающего статическую удельную чувствительность преобразователя Холла.

На рис. 8 представлена зависимость нелинейности статической характеристики датчика Холла от сопротивления нагрузки.

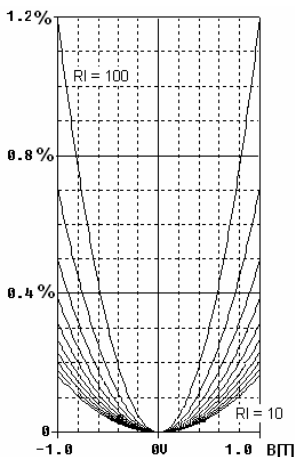


Рис. 8. Нелинейные статические характеристики датчика Холла.

Скрипт *SPICE*-макромодели гальваномагнитного преобразователя на основе эффекта Холла с четырьмя гираторами и двумя резистивными мостами приведен ниже.

```
***** Hall Effect Sensor Macromodel *****
*Equivalent network <Gyrator-Bridge-Gyrator>
* & <Gyrator-Bridge-Gyrator>
*
.PARAM r1=1 r2=1 r3=1 r4=1 Sib=1V
*
*                               Pair with pin 1
*                               | Pair with pin 2
*                               | | Pair with pin 3
*                               | | | Pair with pin 4
*                               | | | | Magn. ind. +B
*                               | | | | Magn. ind. -B
*                               | | | |
.SUBCKT Hall/4GY_BR 1 2 3 4 5 6
```

```
*
* HU1 11U 12U VHU1 1
VHU1 80 13U 0V
RR1 55 7 10meg
ERD 160 175 110 115 0.5
V1 9 10 {Sib}
RS4 155 145 {r4}
EMLTL1 30 0 VALUE {V(60)*V(35)}
RR4 14R 55 10meg
RD1 2 7 10meg
RD4 14D 2 10meg
HIL 60 0 VIL 1
VIL 1 80 0V
RB4 165 130 {r4}
RL2 11L 45 10meg
HR1 11R 12R VHR1 1
VHR1 55 13R 0V
EU1 85 15U VALUE {V(7,8)*V(11U,12U)}
EB 8 7 VALUE {V(6,5)*V(9,10)}
EABSL 65 0 VALUE {ABS(V(60))}
ECR 110 115 VALUE {V(120,90)*V(35,0)}
HIR 75 0 VIR 1
VIR 85 3 0V
RG1 0 180 10meg
RR2 11R 55 10meg
RD2 11D 2 10meg
```

```

EGLIMIT 20 0 VALUE {LIMIT(V(15)*1e7,0,1)}
VREF 10 0 1Vdc
ELU1 95 125 180 185 0.5
HD1 11D 12D VHD1 1
VHD1 2 13D 0V
EL1 120 15L VALUE {V(7,8)*V(11L,12L)}
HU2 14U 16U VHU2 1
VHU2 100 15U 0V
EU2 13U 95 VALUE {V(14U,16U)*V(7,8)}
ED2 13D 170 VALUE{V(14D,16D)*V(7,8)}
RB2 125 130 {r2}
G1 45 55 40 0 1
HL2 14L 16L VHL2 1
VHL2 140 15L 0V
EABSR 70 0 VALUE {ABS(V(75))}
EDIFF2 15 0 VALUE {V(65,70)}
ELD 165 170 180 185 0.5
RS2 140 145 {r2}
RC1 8 6 10meg
RU3 80 15U 10meg
RL3 45 15L 10meg
RU4 14U 80 10meg
RB3 160 165 {r3}
RC2 7 10 10meg
HD2 14D 16D VHD2 1
VHD2 175 15D 0V
HR2 14R 16R VHR2 1
VHR2 155 15R 0V
RS3 150 155 {r3}
RU1 80 7 10meg
RL1 45 7 10meg
EDIFF1 35 0 VALUE {V(10,20)}
RL4 14L 45 10meg
HL1 11L 12L VHL1 1
VHL1 45 13L 0V
ER1 90 15R VALUE {V(7,8)*V(11R,12R)}
RR3 55 15R 10meg
RS1 150 140 {r1}
EL2 13L 150 VALUE {V(14L,16L)*V(7,8)}
RG2 115 0 10meg
ED1 4 15D VALUE {V(7,8)*V(11D,12D)}
RD3 2 15D 10meg
ER2 13R 145 VALUE {V(14R,16R)*V(7,8)}
E_ERU 100 130 110 115 0.5
RU2 11U 80 10meg
RB1 160 125 {r1}
EMULTR 25 0 VALUE {V(20)*V(75)}
ESUM 40 0 VALUE {V(25)+V(30)}
ECL 180 185 VALUE {V(90,120)*V(20,0)}.
ENDS.

```

Выводы. 1. 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.

2. 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.

3. Разработана новая схема замещения преобразователя Холла с четырьмя гираторами и двумя четырехполюсниками, которая воспроизводит влияние вторичного эффекта Холла на его статическую характеристику.

4. Феноменологические эквивалентные схемы использованы в разработке ряда компьютерных макромоделей гальваномагнитных преобразователей на основе эффекта Холла, предназначенных для их использования в структурном и схемотехническом моделировании магнитоизмерительной аппаратуры с автоматической коррекцией и компенсацией погрешностей.

5. Предложенные методы и средства моделирования гальваномагнитных измерительных преобразователей открыты для введения нелинейностей и температурных зависимостей в эмулируемые измерительные сигналы, включения составляющих, вызванных другими эффектами, сопутствующими основному гальваномагнитному эффекту Холла.

Список литературы: 1. Гальваномагнитные преобразователи в измерительной технике / Брайко В.В., Гринберг И.П., Ковальчук Д.В., Таранов С.Г.; под ред. С.Г. Таранова. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 360 с. 2. Кобус А., Тушинский Я. Датчики Холла и магниторезисторы. – М.: Энергия. 1971. – 352 с. 3. Popovic R.S. Hall Effect devices. – 2nd ed. Bristol; Philadelphia: Institute of Physics. – 2004. – pp 175–219. 4. D.R. Popovic Three-Axis Teslameter With Integrated Hall Probe / D.R. Popovic, S. Dimitrijevic M. Blagojevic, P. Kejik, E. Schurig, R.S. Popovic // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. 2007. Vol. 56. No. 4. pp. 1396 – 1402. 5. Dimitropoulos Horizontal Hall devices: A lumped-circuit model for EDA simulators / Dimitropoulos P.D., Drljaca P.M., Popovic, R.S., Chatzini kolaou P. // Sens. Actuat. A. 2008, pp. 161 – 175. 6. Yue Xu. An improved equivalent simulation model for cmos integrated hall plates / Yue Xu, Hong-Bin Pan // Sensors. – 2011. – No 11. – pp. 6284-6296. 7. Мазманиян Р.О. SPICE-модели измерительных преобразователей Холла // Техн. електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – 2006, – Ч. 4. – С. 104 –

109. **8.** *Portmann L.* Termis hall plate / Nechnical report. Ecole Polytechnique Federale de Lausanne, Switzerland. – 2001. **9.** *Schweda J., Riedling K.* A Nonlinear Simulation Model for High Integrated Hall Devices in Silicon // "Proc. of the Behavioral Modeling and Conference 2002", Santa Rosa, California. **10.** *Brown A. D., Ross J. N., Nichols K. G.* Time-Domain Simulation of Mixed Nonlinear Magnetic and Electronic Systems. // IEEE Transactions on Magnetics. – 2001. – Vol. 37. – No. 1. – P. 61-91. **11.** *Bell F.W.* Hall Generators Catalog, 6120 Hanging Moss Rd., Orlando FL 32807, 407-678-6900. **12.** *Таранов С.Г.* Гиратор в SPICE-моделях гальваномангнитных преобразователей Холла / *Таранов С.Г., Мазманян Р.О.* // Техн. электродинамика. – 2008. – №1. – С. 56–64. **13.** *Alexander C.K., Sadiku M.N.O.* Fundamentals of Electric Circuits / 3rd. ed. McGraw-Hill College. 2000. pp. 795 – 844. **14.** *Navi M., Edminister J. A.* Electric Circuits. / 4th ed., McGraw-Hill. – 2003. P. 310– 321. **15.** *Маршак Ж.* Операционные усилители и их применение. – Л.: Энергия, 1974. – 216 с. **16.** *Курганов С.А., Филаретов В.В.* Символьный анализ и диагностика линейных электрических цепей методом схемных определителей. – Ульяновск: УлГТУ, 2003. – 228 с. **17.** *Мазманян Р.О.* Структурное моделирование измерителей магнитной индукции с коммутируемыми выводами датчика Холла // Техн. электродинамика. – 2001. – №1. – С. 73-80. **18.** *Steiner R.* Offset reduction in Hall devices by continuous spinning current method / *Steiner R., Maier Ch., Haberli A., Steiner F.-P., Baltés H.* // Sensors and Actuators. – 2000. – A. 85. – P. 9-13. **19.** *Bilotti A., Monreal G., Vig R.* Monolithic Magnetic Hall Sensor Using Dynamic Quadrature Offset Cancellation. // IEEE Journal of Solid-State Circuits. – 1997. – Vol. 32. – P. 829-836. **20.** *Simon P.L.* C Autocalibration of Silicon Hall Devices / *Simon P. L. C., de Vries P. H. S., Middelhoek S.* // IEEE International Conference on Solid-State Sensors and Actuators. – 1995. – Vol. 2. – P. 237-240. **21.** Pat. 6064202 U.S., Int.Cl.7 G01R33/07; G01R33/06; (IPC1-7): G01R33/06. Spinning current method of reducing the offset voltage of a hall device / Inventors: *Steiner R., Haerberli A., Steiner F.-P., Maier C.* Assignee: Physical Electronics Laboratory, Appl. No 09/068398, Filed: 08/24/1998; Publication Date: 05/16/2000. **22.** *Huelsman L.P.* Theory and design of active RC circuits. / New York, McGraw-Hill. – 1968. – P 157-182. **23.** Теоретические основы электротехники. Т. 1. Основы теории линейных цепей / Под ред. *Л.А. Понкина.* – М.: Высш. шк., 1976. – 544 с. **24.** *Атабеков Г.И.* Основы теории цепей. – М.: Лань, 2006. – 432 с.



Мазманян Рубен Оганесович, к.т.н., с.н.с.

Защитил диплом инженера-электрика в 1968г. в Ереванском политехническом Институте. Кандидатская диссертация защищена в Куйбышевском политехническом институте в 1976 г. Старший научный сотрудник отдела электрических и магнитных измерений Института электродинамики Национальной академии наук Украины, отдел электрических и магнитных измерений.

Научные интересы связаны с магнитными измерениями, теорией и практикой цифровой обработкой информации, созданием программно-аппаратных комплексов различного назначения

Поступила в редколлегию 05.11.2011

Рецензент д.т.н., проф. Болюх В.Ф.