

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

УДК 681.142.621+621.317.39

А. М. ХАЗЕН
(Москва)

ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ КОММУТАЦИИ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ В ЦИФРОВОЙ ЭКВИВАЛЕНТ СИГНАЛОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА НИЗКОГО УРОВНЯ МОЩНОСТИ*

Рассматриваются вопросы, связанные с новыми системами коммутации и преобразования в цифровой эквивалент сигналов постоянного тока с числом переключений, равным числу значащих цифр в цифровом двоичном эквиваленте на магнитных элементах при высоких частотах напряжения питания.

В работах [1—3] рассматриваются схемы устройств коммутации слабых сигналов постоянного тока, предложенные в [4, 5]. Для повышения быстродействия систем такого типа необходимо повышение частот питания. В имеющихся фундаментальных работах в области магнитных усилителей, например в [6], анализ проводится для низких (звуковых) частот питания. Переход к частотам питания порядка нескольких мегагерц делает необходимым исследование уменьшения глубины проникновения поля в материал сердечника и дисперсии магнитной проницаемости.

Усиление в любом магнитном элементе, как известно, возникает за счет того, что энергия поля в объеме V сердечника

$$W = \int \frac{H^2 \mu(H)}{8\pi} dV d\mu \quad (1)$$

больше, чем в пустоте, в $\int \mu(H) dV d\mu$ раз.

Если зависимость индукции B от напряженности магнитного поля H для материала сердечника является нелинейной и используется система из двух сердечников, находящихся одновременно в переменном и постоянном полях (изменения индукции, вызываемые переменным полем, создают в некоторой общей обмотке встречные э. д. с., а постоянное поле H_0 по отношению к этой обмотке направлено согласно), то выделенная в общей выходной обмотке энергия будет связана с энергией постоянного

* Материал доложен на VII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений в сентябре 1965 г. в Новосибирске.

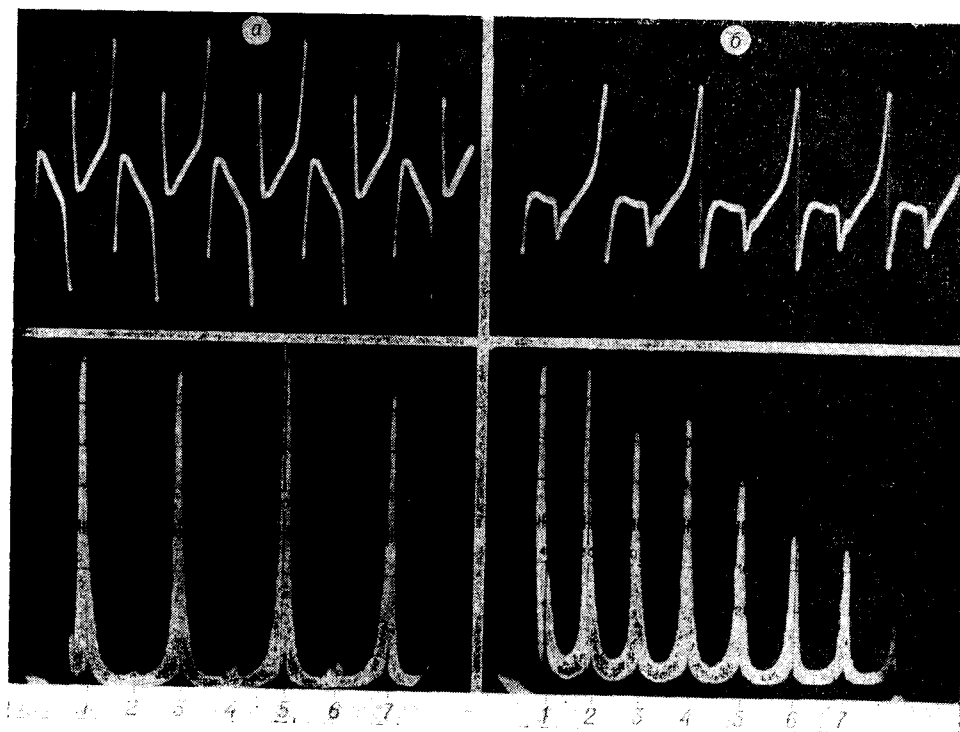


Рис. 1. Осциллограмма и спектрограмма выходного сигнала коммутатора при частоте питания 600 гц:

a — в отсутствие тока управления; *b* — при наличии тока управления.

поля управления. Причем энергия, связанная с полем управления, выделяется только в виде четных гармоник, в то время как индуцируемая фоновая э. д. с. четных гармоник не содержит (рис. 1 и 2). Это используется как в обычных модуляторах с выходом на четных гармониках [6], так и в специфических схемах коммутации и кодирования [1—5, 7].

Найдем зависимость индукции и э. д. с. второй гармоники от амплитуды поля управления, поля питания и частоты для режима, когда глубина проникновения поля соизмерима с толщиной сердечника*. Ферромагнитный кольцевой сердечник, используемый в схемах работ [1—5], можно рассматривать как бесконечную полосу, так как отношение диаметра (1—4 мм) к толщине (30—200 мк) велико.

Следуя [6], принимаем для зависимости B от H аналитическую формулу вида

$$B = a \operatorname{arctg} \beta H, \quad (2)$$

т. е. гистерезисом пренебрегаем.

Запишем уравнения поля:

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{1}{c} \frac{\partial B}{\partial t}; \quad \operatorname{rot} \vec{H} = \frac{4\pi}{c} \sigma \vec{E}; \quad \operatorname{div} \vec{B} = 0. \quad (3)$$

* Предполагаем, что длина волны возмущения велика, период изменения поля много больше времени свободного пробега электронов и времени поворота спина электрона, частота столкновения электронов с кристаллической решеткой много больше гирочастоты электронов; токами смещения пренебрегаем.

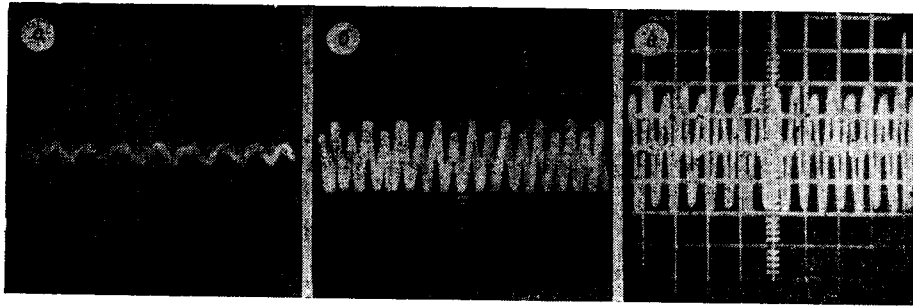


Рис. 2. Осциллограммы выходного сигнала элемента коммутатора при частоте питания 2 МГц: а — в отсутствие тока управления; б — при токе управления 10 мкА; в — при токе управления 200 мкА.

Исключим из уравнений Максвелла напряженность электрического поля

$$\frac{4\pi\sigma}{c^2} \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \Delta \vec{H}. \quad (4)$$

Учитывая нелинейную зависимость (2), получим

$$\frac{4\pi\sigma}{c^2} \left(\frac{\alpha\beta}{1 + \beta^2 H^2} \right) \frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\partial^2 H}{\partial t^2}. \quad (5)$$

Введем безразмерные переменные: $\tau = \omega t$; $\xi = z/l$, где z — координата в глубь полосы (рис. 3);

$$H^* = \beta H; \quad B^* = B/\alpha; \quad (6)$$

$$a^2 = \frac{c^2}{4\pi\sigma\alpha\beta\omega l^2} \text{ — параметр.}$$

Граничные условия представим как:

$$H^*/\xi=0 = \beta A_1 + \beta A_0 A_1 \cos \omega t; \quad H^*/\xi=1 = \beta A_0, \quad (7)$$

где A — амплитуда поля; индексы 0, 1 и 2 относятся соответственно к постоянному полю, первой и второй гармоникам.

Уравнение (5) перепишем для безразмерных переменных:

$$\frac{\partial H^*}{\partial \tau} - a^2 \frac{\partial^2 H^*}{\partial \xi^2} = a^2 H^* \frac{\partial^2 H^*}{\partial \xi^2}. \quad (8)$$

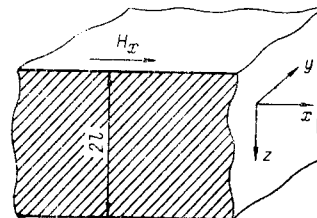


Рис. 3. Направление осей в материале сердечника.

Решение этого уравнения находим с помощью метода последовательных приближений. В качестве первого приближения используем решение линейного уравнения

$$\frac{\partial H^*}{\partial \tau} - a^2 \frac{\partial^2 H^*}{\partial \xi^2} = 0 \quad (9)$$

с указанными выше граничными условиями.

Для вычисления второго приближения необходимо найти решение неоднородного линейного уравнения

$$\frac{\partial H_2^*}{\partial \tau} - a^2 \frac{\partial^2 H_2^*}{\partial \xi^2} = a^2 H_{(1)}^{*2} \frac{\partial^2 H_{(1)}^*}{\partial \xi^2}, \quad (10)$$

где $H_{(1)}^*(\xi, \tau)$ — первое приближение.

В общем случае n -е приближение определяется как решение уравнения

$$\frac{\partial H_{(n)}^*}{\partial \tau} - a^2 \frac{\partial^2 H_{(n)}^*}{\partial \xi^2} = a^2 H_{(n-1)}^{*2} \frac{\partial^2 H_{(n-1)}^*}{\partial \xi^2} \quad (11)$$

с теми же граничными условиями.

Решение линейного неоднородного уравнения

$$\frac{\partial H^*}{\partial \tau} - a^2 \frac{\partial H^*}{\partial \xi} = \psi(\xi, \tau), \quad (12)$$

где ψ — известная функция, можно представить в виде суммы решения линейного однородного уравнения с граничными условиями (7) и линейного неоднородного уравнения с нулевыми граничными условиями

$$H^*(0, \tau) = H^*(1, \tau) = 0. \quad (13)$$

Первое слагаемое есть $H_{(1)}^*(\xi, \tau)$, второе — решение линейного неоднородного уравнения с граничными условиями (13) — представляется в виде

$$H(\xi, \tau) = \int_0^{\tau-1} \int_0^1 G(\xi, \eta, \tau - u) \psi(\eta, u) d\eta du, \quad (14)$$

где $G(\xi, \eta, \tau - u)$ — функция Грина для линейного однородного уравнения в области $0 \leq \xi \leq 1$, равная

$$G(\xi, \eta, \tau - u) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} e^{-(\pi n a)^2 (\tau - u)} \sin \pi n \xi \sin \pi n \eta. \quad (15)$$

Таким образом можно вычислить второе приближение, имея первое, и т. д. Полученные выражения интегрировались на электронной вычислительной машине М-20. Поскольку э. д. с. есть $\varepsilon = -\frac{d\phi}{dt}$, а

$$\Phi(t) = \int_0^l \{ \alpha \operatorname{arctg} \beta H(z, t, A_0, A_1) - \alpha \operatorname{arctg} \beta H(z, t, -A_0, A_1) \} dz, \quad (16)$$

то необходимо найти распределение второй гармоники индукции по глубине полосы при одновременном действии слабого постоянного поля A_0 и переменного поля A_1 .

Вторую гармонику индукции определим как:

$$\left. \begin{aligned} B_2' \\ B_2'' \end{aligned} \right\} = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\pi/\omega}^{\pi/\omega} B(t) \begin{cases} \cos 2\omega t \\ \sin 2\omega t \end{cases} dt; \quad (17)$$

$$B_2^2 = \sqrt{B_2'^2 + B_2''^2},$$

где значения $H(z, t, A_0, A_1)$ и $H(z, t, -A_0, A_1)$ находим из решения уравнения (8).

При малых A_0 , т. е. когда $|A_0 + A_1 \cos \omega t| \leq 1$, вторая гармоника индукции изменяется так:

$$B_2 \approx - \frac{A_0 A_1^2}{2(1 + A_0^2)^2}. \quad (18)$$

При малых значениях A_0 и больших значениях A_1 индукция B_2 изменяется пропорционально A_0 . При больших значениях A_1 индукция B_2 убывает быстрее, чем $1/A_1^2$, при больших значениях A_0 и малых значениях A_1 — пропорционально $1/A_0^3$. Во всех этих случаях повышение частоты приводит к увеличению э. д. с. сигнала второй гармоники пропорционально $\sqrt{\omega}$.

На рис. 4, а кривая 1 соответствует экспериментальной зависимости сигнала второй гармоники от тока управления (A_0). Как и следует из решения, при больших сигналах управления выходной сигнал резко падает. На рис. 4, б приведен начальный участок этой же зависимости. (Зависимости сигнала второй гармоники от A_1 , полученные численно, представлены на рис. 2 и 6 в [1] и здесь не приводятся.)

Спад сигнала второй гармоники с увеличением поля управления A_0 является нежелательным. Каждый из магнитных

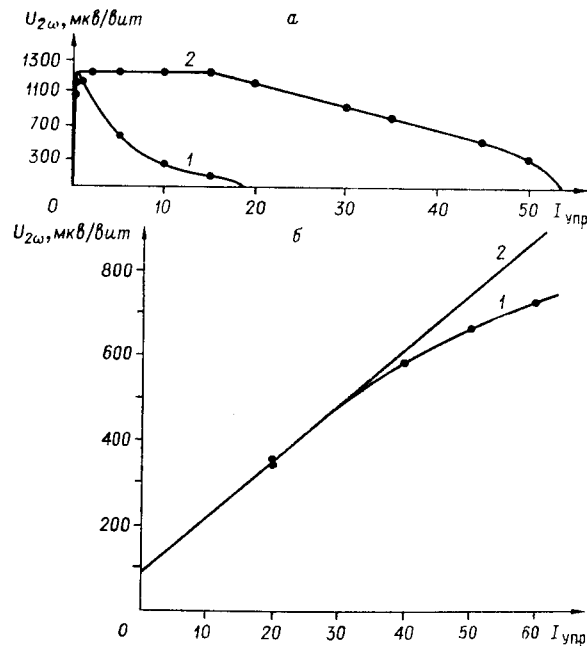


Рис. 4. Характеристики элемента коммутатора: 1 — при постоянном режиме питания; 2 — при автоматической регулировке режима питания за счет изменения индуктивности сердечника.

элементов, процессы в которых описываются уравнением (8), работает в качестве нуль-органа при сравнении сигналов управления и компенсации по магнитному потоку. Подобный нуль-орган должен наряду с низким порогом чувствительности обладать и большим динамическим диапазоном, т. е. сохранять выходной сигнал при значениях управляющего поля, на несколько порядков больших порогового.

Решение задачи о проникновении поля дает простой способ расширения динамического диапазона работы элемента коммутатора. Из формулы (18) следует, что сигнал второй гармоники зависит от поля управления и квадрата поля питания. Если при увеличении поля управления увеличивать и амплитуду поля питания, то, во-первых, возможно повысить линейность на начальном участке характеристики магнитного элемента и, во-вторых, — существенно расширить его динамический диапазон. Численное решение уравнения (8) показывает, что такого рода регулировка амплитуды питания осуществляется автоматически, если выходное сопротивление генератора, питающего магнитный элемент, меньше полного сопротивления обмотки питания самого магнитного элемента. Это происходит потому, что значение безразмерной амплитуды питания $A_0 > 1$ соответствует полям, большим H_c материала сердечника. В этой области дифференциальная магнитная проницаемость сердечника изменяется заметно, что приводит к падению полного сопротивления обмотки питания, увеличению тока питания и поля питания. (Поскольку речь идет о высоких частотах, то активным сопротивлением обмотки можно пренебречь.) При этом одновременно увеличивается и глубина проникновения поля питания в сердечник, что также замедляет падение сигнала второй гармоники. Для примера на рис. 4, а, б показаны кривые 2, соответствующие этому случаю. При объединении отдельных элементов в схему коммутатора, согласно [2, 3], сопротивлением включенных сердечников можно пренебречь. Кривые 1 и 2 на рис. 4 снимались следующим образом. При снятии кривой 1 амплитуда питания путем изменения режима генератора поддерживалась постоянной. Для кривой 2 режим генератора не изменялся. Питание производилось от сердечников генератора, обладающего высокими нелинейными искажениями. Поэтому пороговый сигнал при 30 витках обмотки управления составлял 10 мкв. (Под пороговым понимается такой сигнал, при котором амплитуда второй гармоники выходного напряжения возрастает не менее чем в 2,5—3 раза по сравнению с уровнем амплитуды, имевшим место при нулевом токе управления). При этом динамический диапазон магнитного элемента коммутатора, согласно [2, 3, 5], составляет $5 \cdot 10^3$. Это значит, что можно построить системы класса точности 0,02%, не имеющие переключателя точно — грубо в цепи нуль-органа. У того же магнитного элемента при питании от автономного полупроводникового генератора, имеющего порог чувствительности 1,5 мкв при 1,5 мкв, в коммутаторе на 16 каналов динамический диапазон может быть больше $5 \cdot 10^4$.

На высоких частотах (1—5 Мгц и для микронных ленточных сердечников) спектр выходного сигнала сужается, так как более высокие гармоники имеют меньшую глубину проникновения в материал сердечника. Это улучшает условия работы фильтрующей системы. (На таких высоких частотах необходимый на входе коммутатора полосовой фильтр имеет малые габариты и полосу пропускания 400—500 кГц.) Однако работа на более высоких гармониках (четвертой, шестой), которая иногда возможна на низких частотах, невыгодна.

На рис. 2, а, б, в приведены осциллограммы выходного сигнала элемента коммутатора для токов управления, соответственно равных 0, 10,

200 мка. Выходной сигнал при отсутствии тока управления, как уже отмечалось, содержит небольшую вторую гармонику. Эти осциллограммы отличаются от осциллограмм рис. 1, а, б, полученных при низких частотах питания: практически вся энергия выделяется в виде второй гармоники.

Появление второй гармоники до сих пор было существенно связано с нелинейными свойствами материала сердечника. Если взять анизотроп-

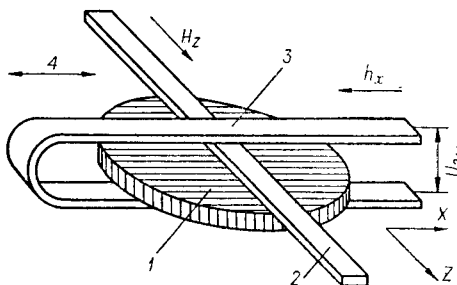


Рис. 5. Макет магнитного элемента на анизотропной ферромагнитной пленке: 1 — пленка; 2 — шина питания и блокировки; 3 — шина управления и выхода; 4 — направление оси анизотропии.

ную ферромагнитную пленку и расположить на ней обмотки, как показано на рис. 5, то можно получить вторую гармонику в выходном сигнале, зависящую от постоянного поля управления, и при линейной зависимости B от H . Рассмотрим поведение подобного магнитного элемента. Электроны, спин которых определяет ферромагнетизм пленки, обладают магнитным моментом \vec{M}_s и механическим моментом \vec{P} . Уравнение движения спинов электронов имеет вид [8]

$$\frac{d\vec{P}}{dt} = [\vec{M}_s \times \vec{H}]. \quad (19)$$

Магнитный и механический моменты связаны соотношением

$$\gamma = \frac{\vec{M}_s}{\vec{P}}.$$

Производя осреднение по всем частицам в объеме материала, получим уравнение для вектора макроскопической намагниченности \vec{M} в проекциях на оси координат (см. рис. 3)

$$\begin{cases} \frac{dM_x}{dt} = -\gamma M_y H_z; \\ \frac{dM_y}{dt} = \gamma M_x H_z - \gamma h_x \cos \omega t M_z; \\ \frac{dM_z}{dt} = \gamma M_y h_x \cos \omega t. \end{cases} \quad (20)$$

Решение системы (20) можно представить в виде ряда

$$\vec{M} = \sum_{n=0}^{\infty} \vec{m}^{(n)}, \quad (21)$$

где функции $m_x^{(n)}$, $m_y^{(n)}$, $m_z^{(n)}$ определяются рекуррентными соотношениями:

$$\begin{aligned} \frac{d m_x^{(n)}}{d t} &= -\gamma H_z m_y^{(n)}; \\ \frac{d m_y^{(n)}}{d t} &= \gamma H_z m_x^{(n)} - \gamma h_x \cos \omega t m_z^{(n-1)}; \\ \frac{d m_z^{(n)}}{d t} &= \gamma h_x \cos \omega t m_y^{(n-1)}. \end{aligned} \quad (22)$$

Первые четыре члена ряда дают решение

$$\begin{aligned} m_z^{(4)} &= \left\{ -\frac{(\gamma h_x)^2 M_z^0}{2 [(\gamma H_z)^2 - \omega^2]} + \frac{(\gamma h_x)^4 M_z^0}{4 [(\gamma H_z)^2 - \omega^2]} + \right. \\ &+ \left. \frac{3(\gamma h_x)^4 M_z^0}{16 [(\gamma H_z)^2 - 9 \omega^2] [(\gamma H_z)^2 - \omega^2]} \right\} \cos 2 \omega t + \\ &+ \frac{3(\gamma h_x)^4 M_z^0}{16 [(\gamma H_z)^2 - 9 \omega^2] [(\gamma H_z)^2 - \omega^2]} \cos 4 \omega t. \end{aligned} \quad (23)$$

Этот ряд вне области резонанса сходится абсолютно. В приведенных уравнениях H — эффективное поле, учитывающее поле анизотропии:

$$H = H_z^{(0)} + H_{ан}; \quad H_{ан} = -\frac{d U_{ан}}{d M}, \quad (24)$$

где $U_{ан}$ — энергия анизотропии.

Как видно из решения, возникновение четных гармоник намагниченности в этом случае не связано с нелинейностью свойств материала сердечника.

Магнитный элемент, выполненный так, как показано на рис. 5, представляет собой усилитель, обладающий высокой чувствительностью при очень низком уровне шумов. Такой усилитель может быть сделан не только в виде плоской пленки, но и в виде пленки, напыленной на проволоку. Как видно из формулы (23), при выполнении условия

$$\omega = \gamma H \quad (25)$$

выходной сигнал четных гармоник стремится к бесконечности, т. е. имеет место резонанс. Это приводит к повышению чувствительности магнитного элемента в некоторой области частот питания, определяемой полем анизотропии и полем управления.

На рис. 6 показана зависимость выходного сигнала второй гармоники от частоты питания и сигнала

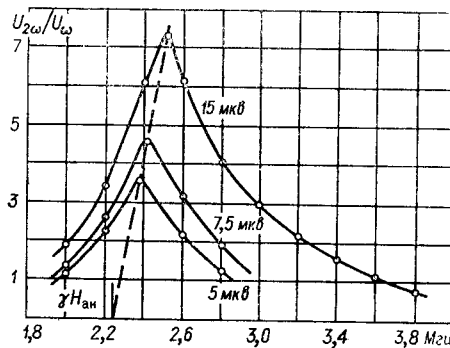


Рис. 6. Зависимость отношения сигнала второй гармоники к основной частоте для магнитного элемента на анизотропной пленке от частоты и сигнала управления.

управления в области, близкой к резонансу. Наличие такого резонанса показывает, что любой магнитный элемент в схемах, близких к схемам магнитных усилителей, имеет предел частот питания, не связанный ни с конструктивными, ни с электротехническими особенностями его выполнения, а определяемый только динамикой движения электронов, поскольку при частотах, много больших резонансной, выходной сигнал будет стремиться к нулю, что следует из формулы (23).

Следует обратить внимание на то, что магнитный элемент (см. рис. 5) может использоваться и в схемах [1—5] для коммутации слабых сигналов. В этом случае поле блокировки (выключения) создается обмоткой, ось которой направлена вдоль перпендикуляра к оси анизотропии. Величина поля выключения зависит от величины поля анизотропии и амплитуды поля питания и равна примерно 4—10 э. Элемент (см. рис. 5) используется одновременно и в качестве нуль-органа. Устройство и работа подобных магнитных элементов коммутирующих устройств подробно описаны в [1—5]. Ниже рассмотрим вопросы, связанные с усилением и кодированием сигнала на выходе магнитного коммутатора.

Выходная обмотка магнитного коммутатора, проходящая последовательно через все элементы, соединяется с усилителем, имеющим на входе полосовой фильтр, средняя частота которого равна удвоенной частоте питания. Для систем повышенной точности использование магнитного коммутатора в режиме пропорциональной передачи сигнала не всегда выгодно. Причина этого в том, что при высоких частотах питания диапазон линейности относительно мал. В то же самое время стабильность коммутатора при широком изменении внешних условий высокая. Так, пороговый сигнал 5 мкв при 5 мка остается постоянным при изменениях внешней температуры более чем на 100° С. Таким образом, если пропорциональный усилитель сигнала выполнять так, чтобы элементы коммутатора работали только как нуль-органы, то на базе магнитного коммутатора можно построить пропорциональные усилители с высокой стабильностью нуля.

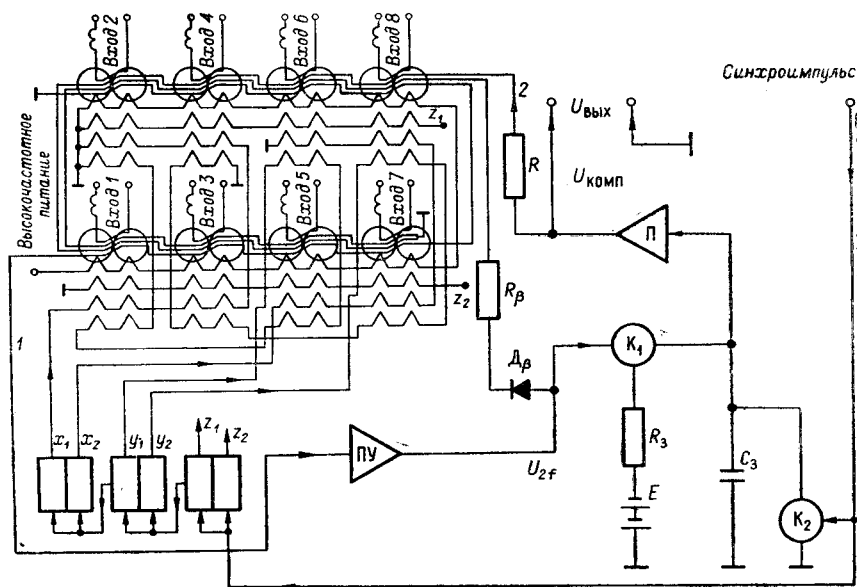


Рис. 7. Функциональная схема релейно-пропорционального усилителя и коммутатора.

Для этого можно использовать схему рис. 7. Сигнал с выходной обмотки коммутатора I поступает на полосу усилитель ПУ. В коммутаторе все сердечники прошиты последовательной обмоткой 2 , магнитное поле которой направлено встречно по отношению к магнитному полю обмотки управления. Эта обмотка питается током от специального повторителя Π , управляемого напряжением на емкости C_3 , заряд которой происходит только при замкнутом ключе K_1 .

Если в момент равенства поля компенсации и поля управления разомкнуть ключ K_1 , то в течение времени, определяемого постоянной цепи вход повторителя — зарядная емкость, сигнал в цепи компенсации может оставаться равным входному с заданной точностью. Если время измерения для каждого канала коммутатора не более $0,1—0,001$ сек, то необходимые постоянные времени легко осуществимы. Следует отметить, что случайные изменения тока в цепи повторителя за такое небольшое время, как показывает весь опыт построения и эксплуатации подобных цепей компенсации, постоянный при неизменном входном сигнале. Полосовой усилитель ПУ используется только для фиксации равенства полей управления и компенсации. Отличительным признаком выходного сигнала при смене знака результирующего поля управления (суммы полей управления и компенсации) является изменение фазы сигнала второй гармоники по отношению к напряжению питания коммутатора. Прекращение заряда емкости может осуществляться по сигналу от фазочувствительного детектора на выходе полосового усилителя. Однако возможно и использование специфической схемы.

Если сигнал с выхода полосового усилителя продетектирован и подан на коммутатор, как показано на рис. 7 (цепь D_3 и R_3), то возникающая обратная связь при одном знаке входного сигнала будет отрицательной, при противоположном — положительной.

Выберем полярность включения диода таким образом, чтобы обратная связь была отрицательной при превышении током управления тока компенсации; тогда при перекомпенсации она становится положительной и выходной сигнал коммутатора возрастает скачком. Этот перепад напряжений и используется для управления ключом K_1 . Такая схема позволяет уменьшить число активных элементов, так как при этом от усилителя сигнала второй гармоники большого коэффициента усиления не требуется. Емкость, определяющая сигнал компенсации, разряжается ключом K_2 одновременно с подключением коммутатора к новому каналу измерения.

Наличие диода в цепи знакопеременной обратной связи не является обязательным. Обратная связь остается знакопеременной и при подаче сигнала второй гармоники непосредственно с выхода полосового усилителя в обмотку коммутатора. Это связано с тем, что фаза сигнала второй гармоники зависит от знака входного сигнала. В последнем случае можно иметь один каскад усиления в усилителе сигнала второй гармоники или даже обходиться вообще без него. Однако на высоких частотах питания надо учитывать фазовые сдвиги в элементах схемы, что не имеет значения при использовании диода.

Таким образом, магнитный коммутатор в сочетании с описанной схемой позволяет осуществить коммутацию слабых сигналов и их ли-

нейное высокостабильное усиление. При этом можно использовать заведомо нестабильные элементы в усилителе и ключах коммутации. Эту часть схемы можно применять во всех случаях, когда необходимо только усиление сигнала. В частности, при одном канале измерения такая схема является просто стабильным усилителем постоянного тока. Стабильность такого усилителя высока в силу того, что стабильность нуля магнитного элемента выше стабильности нуля полупроводникового входного каскада.

При использовании этой схемы возникают повышенные требования к временной стабильности схемы прекращения заряда емкости. Схема вида, представленного на рис. 7, является менее быстродействующей, чем коммутатор, работающий с устройствами поразрядного кодирования [3], поскольку при линейной компенсации для обеспечения той же точности необходимо большее время. Схема рис. 7 удобна, когда создаются коммутирующе-кодирующие системы относительно низкого быстродействия (десятки — сотни переключений каналов измерения в секунду).

Если необходимо преобразование входного сигнала в цифровую форму, то наряду с использованием устройств поразрядного кодирования можно выход описанной схемы непосредственно соединить с устройством преобразования тока в цифровой эквивалент, показанным на рис. 8 (см. [7]).

В качестве основных элементов этого преобразователя используются элементы, подобные магнитным элементам, применяемым в коммутаторе. Каждый элемент состоит из двух сердечников с обмотками питания 1, блокировки 2, управления 3, эталонных токов 4, 5 и выходной обмоткой 6. Все обмотки питания элементов в этом случае соединены параллельно, а не последовательно, как в коммутаторе. Каждая из обмоток блокировки, эталонных токов и входная обмотка соединены последовательно для всех сердечников. Выходные обмотки автономны и замкнуты на диод 7, включенный последовательно с контуром 8, настроенным на удвоенную частоту питания магнитных элементов. Такое включение создает для каждого из элементов релейную характеристику, при которой для одного знака результирующего поля в сердечниках сигнал на выходе мал, в то время как при смене знака поля он возрастает скачком. Результирующее поле есть сумма полей входного и эталонных токов.

Уровень срабатывания каждого из элементов выше, чем в схеме рис. 7, так как усилитель сигнала второй гармоники отсутствует, а квадратичный начальный участок характеристики диодов не позволяет обеспечить необходимую глубину обратной связи при малых входных сигналах.

Обозначим состояние элементов (см. рис. 8) с большим сигналом второй гармоники на выходе 1 (обратная связь, возникающая в элементе, положительна). Состояние 1 соответствует превышению эталонным током входного тока (по результирующим ампер-виткам). Состояние, при котором выходной сигнал схемы мал (обратная связь отрицательна), обозначим 0. Состояние равенства входного и эталонного токов также соответствует 0.

Каждый из элементов соединен с сопротивлениями, подобранными таким образом, что в обмотке непереключаемых эталонных токов 4 для каждого последующего элемента ток в два раза больше, чем для предыдущего. Обозначим каждый элемент в соответствии со значением непереключаемого эталонного тока. Например, элемент с эталонным током в восемь единиц обозначим 8. Наряду с обмотками непереключаемых

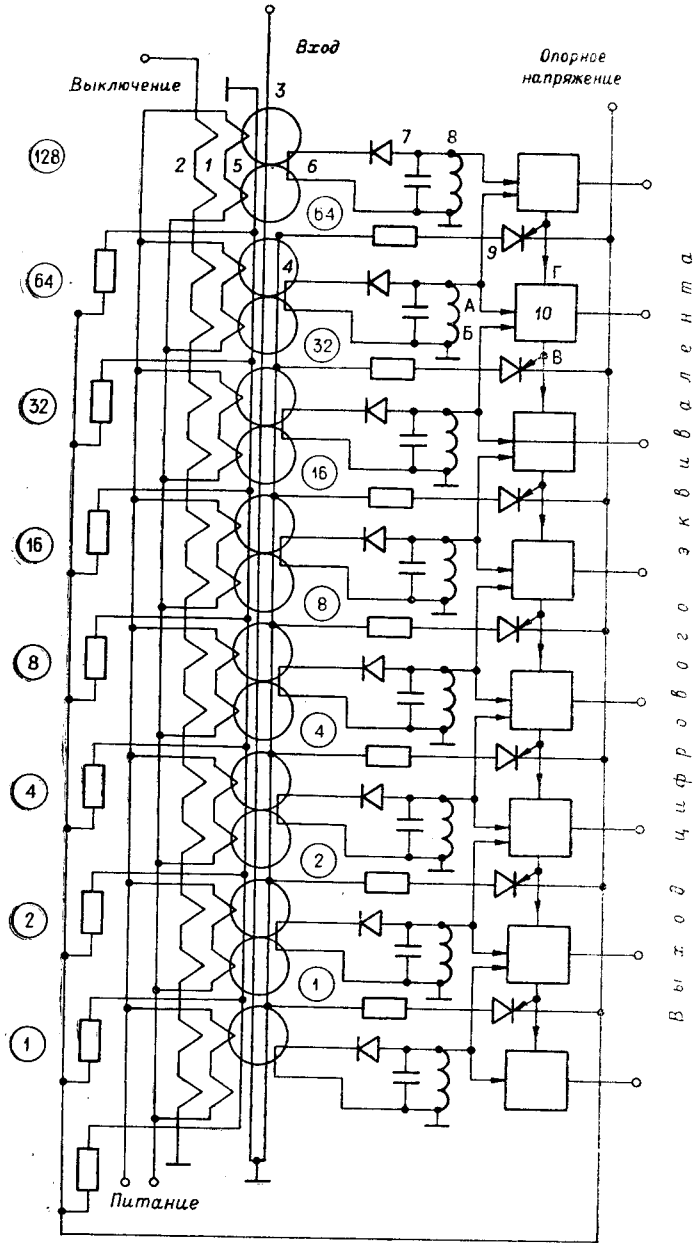


Рис. 8. Схема аналого-цифрового преобразователя.

эталонных токов каждый элемент содержит обмотки, эталонный ток в которые подается только при замыкании ключа 9, выполненного в виде управляемого четырехслойного диода. Величины всех токов показаны на рис. 8 в кружках. Устройство рис. 8 содержит также схемы антисовпадения 10. Если на входе А схемы антисовпадения имеется сигнал второй гармоники, приходящий с магнитного элемента, а на входе Б сигнала второй гармоники нет, то на выходе В появляется импульс, открывающий управляемый диод 9. Схемá антисовпадения 10 срабатывает и при подаче сигнала на вход Г в отсутствие сигнала на входе Б. Одновременная же подача сигналов на вход Б и входы А или Г выходного импульса не вызывает.

Рассмотрим пример преобразования тока в пятнадцать единиц в цифровой эквивалент. Элементы с переключаемыми эталонными токами, большими пятнадцатью единицами, перейдут в состояние 1. Элемент 8 и более младшие будут находиться в состоянии 0. Из всех схем антисовпадения срабатывает только та, которая управляет ключом в цепи тока в восемь единиц. После этого во всех сердечниках, начиная с 8, компенсирующий ток будет равен сумме непереключаемого эталонного и включенного токов в восемь единиц; тогда в состоянии 1 окажется элемент 8, а в состоянии 0 — все более младшие. Теперь сработает схема антисовпадения, управляющая ключом в цепи тока в четыре единицы, и т. д. В конце цикла состояние схем антисовпадения будет соответствовать цифровому эквиваленту входного тока. При переходе к новому измерению (после переключения каналов измерения коммутатором) схема возвращается в нулевое состояние благодаря подаче тока блокировки во все сердечники. Здесь так же, как и в схеме рис. 7, необходимая релейная характеристика элементов может быть получена и без диодов при осуществлении обратной связи и непосредственно по второй гармонике.

Таким образом, в устройстве рис. 8 число срабатываний переключающих элементов равно числу значащих цифр в цифровом эквиваленте входного тока. Как видно из рис. 8, устройство может содержать активные элементы только в схемах антисовпадения, которые, однако, также могут быть выполнены на магнитных, т. е. пассивных элементах.

Отличительной особенностью рассмотренных схем является простота, небольшое количество активных элементов при низких требованиях к их стабильности. Существенным условием получения низкого порога чувствительности является малый уровень второй гармоники в напряжении питания магнитных элементов. При порогах чувствительности, меньших $(0,15-0,2) \cdot 10^{-3}$ ампер-витков, необходим подбор сердечников, который удобнее всего производить на стенде, имитирующем схему питания и снятия сигнала с коммутатора.

Во всех описанных схемах желательно использовать микронные ленточные сердечники, описанные в [9], или пленочные элементы (см. рис. 5). Можно применять напыленные пленки толщиной около 10 тыс. Å из сплавов типа пермаллоя. Плоские пленки технологически более удобны, но в этом случае существенно влияние земного магнитного поля, что для пленок, напыленных на тонкие проволоочки, практически не имеет значения. Частота питания при использовании ленточных сердечников может быть от десятков герц до единиц мегагерц. Более высокие частоты выгоднее, даже при низком быстродействии всей системы в целом.

Автор пользуется случаем выразить свою глубокую благодарность акад. Г. И. Петрову за внимание к работе и ряд ценных указаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. М. Хазен. Магнитные коммутаторы низкого уровня мощности для цифровых систем множественного контроля производственных процессов.— Изв. АН СССР, Техническая кибернетика, 1964, № 3.
2. А. М. Хазен, В. И. Смирнов. Магнитно-газоразрядные коммутаторы.— Приборостроение, 1960, № 1.
3. А. М. Хазен. Применение магнитных элементов для коммутации сигналов низких уровней.— Приборостроение, 1965, № 12.
4. А. М. Хазен. Коммутатор сигналов низкого уровня. Авторское свидетельство № 128043. Бюллетень изобретений, 1960, № 9.
5. А. М. Хазен. Матричный коммутатор. Авторское свидетельство № 142719. Бюллетень изобретений, 1961, № 22.
6. М. А. Розенблат. Магнитные усилители, тт. 1 и 2. М., изд-во «Советское радио», 1960.
7. Л. Д. Ландау, Е. М. Лифшиц. К теории дисперсии магнитной проницаемости в ферромагнитных телах.— Phys. Zeitschrift USSR, 1935, Bd. 8, № 2.
8. А. М. Хазен. Устройство для преобразования сигнала постоянного тока в цифровой код. Авторское свидетельство № 182412. Бюллетень изобретений, 1966, № 11.
9. В. В. Бардиж, Е. Ф. Бережной, Л. Л. Мохель, В. М. Сметанина. Статические и импульсные свойства микронных ленточных сердечников.— В сб. «Магнитные элементы устройств вычислительной техники». М., Изд-во АН СССР, 1961.

*Поступила в редакцию
28 октября 1965 г.,
окончательный вариант —
2 февраля 1966 г.*