

IFAC

INTERNATIONAL FEDERATION
OF AUTOMATIC CONTROL



WARSZAWA 1969

New Magnetic Control Devices

Fourth Congress of the International
Federation of Automatic Control
Warszawa 16–21 June 1969

TECHNICAL
SESSION

8



Organized by
Naczelna Organizacja Techniczna w Polsce

INTERNATIONAL FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL

New Magnetic Control Devices

TECHNICAL SESSION No 8

FOURTH CONGRESS OF THE INTERNATIONAL
FEDERATION OF AUTOMATIC CONTROL
WARSZAWA 16 – 21 JUNE 1969



Organized by
Naczelna Organizacja Techniczna w Polsce



K-1285

Biblioteka
Politechniki Białostockiej



1181029

Contents

Paper No			Page
8.1	SU	- M.A.Rozenblat, M.A.Boyartchenko - Magnetic Adaptive Elements for Automatic Control Systems	3
8.2	SU	- N.P.Wasilewa - Outside Statistical and Dynamical Characteristics of Input-Output Queueing Logic Elements.....	27
8.3	SU	- V.B.Kudrjartsev - Primary Data Processing Devices of Control Computers on Quantum Magnetomeasurement Principles.....	42
8.4	JA	- K.Shiba, T.Ichinose - The Measurement of Specific Gravity by Magnetic Repulsion.....	66

Wydawnictwa Czasopism Technicznych NOT
Warszawa, ul. Czackiego 3/5 — Polska

МАГНИТНЫЕ АДАПТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

М.А.Розенблат

Институт автоматики и телемеханики
(технической кибернетики)

М.А.Боярченко

Институт электронных и управляющих машин
Москва
СССР

Для построения адаптивных систем автоматического управления часто требуются элементы с переменным коэффициентом передачи, выполняющие следующую функцию

$$z = x F(y, t), \quad (I)$$

где x — входная, независимая переменная, а y — управляющий (адаптирующий) сигнал, вызывающий изменение коэффициента передачи элемента для переменной x в соответствии с функцией адаптации $F(y, t)$.

Выбор функции адаптации зависит от принципа построения данной конкретной системы управления. Ниже приводятся некоторые типичные виды этой функции:

$$F(y, t)_{t > t_0} = F_1[y(t_0)], \quad (2.1)$$

$$F(y, t) = F_2\left[\int_0^t y dt\right], \quad (2.2.)$$

$$F(y, t)_{t > t_n} = F_3\left[\sum_{j=1}^n y(t_j)\right], \quad (2.3)$$

$$F(y, t)_{t > t_n} = F_4\left[\sum_{j=1}^n \text{sign } y_1(t_j) y_2(t_j)\right] \quad (2.4)$$

Во всех четырех случаях функция адаптации представляет собой некоторую монотонную, но не обязательно однозначную функцию управляющего сигнала y . Последний нередко представляет собой разность между заданным и действительным значениями некоторого регулируемого параметра системы управления.

В отдельных случаях требуется, чтобы

$$F_1[y(t_0)] = \kappa_1 y(t_0) \quad (3.1)$$

или

$$F_2\left[\int_0^t y dt\right] = \kappa_2 \int y dt \quad (3.2)$$

В первом случае функция адаптации (2.1) сводится к запоминанию значения адаптирующего сигнала в некоторый момент времени t_0 — момент адаптации. Каждый новый акт адаптации "стирает" предшествующее состояние и устанавливает новое значение коэффициента передачи, независимое от предыдущих значений. Остальные три функции адаптации определяют значение коэффициента передачи для переменной x не только в зависимости от действующего в данный момент адаптирующего сигнала, но и с учетом предыдущих значений этого сигнала (или коэффициента передачи). Функции адаптации (2.2) — (2.4) обычно используются в системах, адаптируемых методом последовательного поиска или обучения. Отметим, что управляющий сигнал y , входящий в выражение (2.2) может представлять собой как непрерывную величину, так и импульсы произвольной формы.

Функция адаптации (2.4) содержит два независимых управляющих сигнала y_1 и y_2 . Изменение значения этой функции происходит только при одновременном действии обоих сигналов. Такая функция адаптации используется для осуществления матричной выборки адреса элемента, подлежащего адаптации в обучающихся системах, содержащих большое число адаптивных элементов¹.

Общим для всех четырех видов функции адаптации является то, что они обладают памятью. Для реализации этих функций требуются аналоговые (или многозначные) запоминающие элементы.

За последние годы предложено много различных принципов построения адаптивных элементов, т.е. элементов с переменным коэффициентом передачи, обладающих памятью¹. Однако практическое применение получили только две группы элементов: электрохимические и магнитные. Достоинство электрохимических элементов заключается в том, что они представляют собой управляемые активные сопротивления^{1,2} и, поэтому, могут быть

использованы как для непрерывных, так и для двоичных переменных x . Недостатками электрохимических элементов являются нестабильность их характеристик во времени, большое время адаптации (установления нового значения коэффициента передачи) и наличие гальванической связи между управляющей и входной (выходной) цепями, что ограничивает область их применения.

Магнитные адаптивные элементы, выполняемые на основе сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса^{1,3}, заслужили предпочтение вследствие своих малых габаритов, низкой стоимости, хорошей стабильности параметров во времени, большого быстродействия и других достоинств. При помощи магнитных элементов можно осуществить любую из указанных выше функций адаптации (2.1) - (2.4), (3.1) или (3.2).

Недостаток большинства известных магнитных адаптивных элементов заключается в том, что они легко осуществляются и сохраняют указанные выше достоинства только для двоичных или троичных переменных x . Это объясняется тем, что действие входной переменной x сводится, по существу, к включению (при $x = 1$), выключению (при $x = 0$) или к изменению на 180° фазы (при $x = -1$) тока считывания элемента аналоговой памяти¹. Вместе с тем для многих систем желательно иметь адаптивные элементы, пригодные для изменения коэффициента передачи непрерывных сигналов. Настоящий доклад и посвящен вопросам построения магнитных адаптивных элементов для непрерывных переменных.

Методы получения требуемой функции адаптации, например (2.1) - (2.4), не зависят от того, является передаваемая переменная x двоичной или непрерывной³. Основное различие между магнитными адаптивными элементами для двух видов переменной x состоит в способе выполнения операции умножения переменной x на функцию адаптации $F(y, t)$ в соответствии с формулой (1). Возможные методы выполнения этой операции для непрерывных переменных в значительной степени зависят от применяемого способа непрерывного считывания информации, записанной в соответствии с функцией адаптации в магнитном аналоговом запоминающем элементе, без разрушения этой информации.

Прежде чем рассмотреть различные методы считывания и их свойства, отметим, что если имеется адаптивный элемент для двоичных сигналов, то в соответствии с выражением (I) принципиально можно создать адаптивный элемент для непрерывных сигналов добавлением множительного устройства по схеме рис. I. Один из сомножителей, поступающих на вход множительного устройства, представляет собой адаптируемый непрерывный сигнал x , а второй сомножитель - сигнал $v = F(y, t)$ с выхода адаптивного элемента для двоичных сигналов.

Такой способ построения адаптивных элементов для непрерывных переменных предусмотрен в системе магнитных решающих элементов, разработанной в Институте автоматики и телемеханики (технической кибернетики)⁴. В этой системе имеются магнитное аналоговое запоминающее устройство, реализующее функцию (3.1) с погрешностью не более 0,5% и магнитное интегрирующее устройство с памятью⁵, выполняющее функцию (3.2) с погрешностью, не превышающей 1,0%. Совместно с диодным множительным устройством эти элементы моделируют уравнение (I) для непрерывных знакопеременных сигналов с суммарной погрешностью не более (1-2)%.

Однако значительный интерес представляют адаптивные элементы, у которых функции адаптации и умножения органически сочетаются в одном устройстве, так как в этом случае часто удается существенно уменьшить габариты и стоимость элемента и улучшить его технические параметры. Существуют следующие основные принципы считывания информации с магнитных элементов памяти без разрушения^{1,3}:

а) возбуждение четных комбинационных гармоник магнитной индукции, зависящих от уровня остаточной намагниченности сердечника;

б) использование зависимости обратимой магнитной проницаемости ферромагнетиков от уровня остаточной намагниченности;

в) применение магнитного зонда^д, реагирующего на уровень остаточной намагниченности в сердечнике (или стержне) запоминающего элемента.

Сущность первого метода считывания состоит в том, что если ферромагнитный сердечник намагничивать двумя то —

ками, отличающимися по частоте:

$$i_1 = I_1 \sin \omega_1 t \quad \text{и} \quad i_2 = I_2 \sin \omega_2 t,$$

то образуются комбинационные гармоники индукции вида

$$B_{m,n} = \sin [(m\omega_1 \pm n\omega_2)t + \varphi_{m,n}]$$

Если отсутствует остаточная намагниченность сердечника, то $m+n = 2k+1$ — нечетное число³. Четное значение суммы $m+n$ может иметь место только при наличии в сердечнике постоянной составляющей индукции B_0 , обусловленной его остаточной намагниченностью. Тогда в числе других появляется и составляющая индукция

$$B_{1,1} \sin [(\omega_1 + \omega_2)t + \varphi_{1,1}]$$

Комбинационные частоты появляются только в том случае, если амплитуда тока i_1 или i_2 достаточна для появления нелинейных искажений. С другой стороны эти амплитуды ограничены сверху, так как токи i_1 и i_2 не должны вызывать нарушения остаточной намагниченности сердечника. Выбирая $I_2 = \text{const}$ и $I_1 \ll I_2$ получим $B_{1,1} \sim I_1$.

Кроме того $B_{1,1}$ является монотонной функцией B_0 . Поэтому если амплитуда тока i_1 соответствует переменной x , то, выделяя при помощи соответствующего фильтра составляющую выходной э.д.с., изменяющейся с частотой $\omega_1 + \omega_2$ (рис.2,а), получим адаптивный элемент для непрерывного сигнала $x = c I_1$:

$$E_{1,1} = W_B (\omega_1 + \omega_2) S B_{1,1} = c, x \cdot \varphi(B_0). \quad (4)$$

Здесь $E_{1,1}$ — амплитуда э.д.с. с частотой $\omega_1 + \omega_2$, индуктируемой в выходной обмотке, W_B, S — площадь поперечного сечения сердечника $\varphi(B_0)$ — монотонная функция остаточной индукции B_0 сердечника, устанавливаемой сигналом адаптации i_y .

Указанный принцип был использован в Японии для сочетания в одном элементе функций аналогового запоминающего и множительного устройств⁶. При этом, с целью устранения непосредственной (линейной) трансформации напряжений основных

частот (ω , и ω_2) на выход схемы, вместо одного сердечника применяются четыре сердечника, обмотки которых соединяются согласно схеме рис.2,б. Здесь точками обозначены начала отдельных обмоток.

Если сердечник в схеме рис.2а возбуждается переменным током только одной частоты ($I_2 = 0$), то четные гармоники индукции ($2k\omega_1$) появляются, как и в предыдущем случае, только при асимметричном намагничивании сердечника, обусловленным наличием остаточной намагниченности (B_0). При малых амплитудах тока i , нелинейные искажения не возникают и не появляются четные гармоники, а при больших амплитудах тока i , происходит стирание накопленной информации. Поэтому выделение четных гармоник (или второй гармоники $2\omega_1$) э.д.с., индуцируемой в выходной обмотке W_B используется лишь для создания адаптивных элементов для двоичных сигналов^{1,3}. При этом по-прежнему $x = cI_1$. Принципиальная схема такого элемента приведена на рис.2,в. Здесь используются два сердечника с целью устранения появления нечетных гармоник э.д.с. на выходе схемы, что часто позволяет обходиться без фильтра, имеющегося в схеме рис.2,а.

Использование запоминающего элемента с удвоением частоты (рис.2,в) для создания адаптивного элемента для непрерывных сигналов возможно путем добавления множительного устройства по схеме рис.1. В этом случае $I_1 = \text{const}$, а выходное напряжение удвоенной частоты ($E_{2\omega}$) обычно предварительно выпрямляется.

Имеются еще две возможности создания адаптивных элементов для непрерывных сигналов на основе схемы рис.2,в и подобных же схем, у которых нельзя изменять амплитуду тока считывания (I_1) в широких пределах и получить пропорциональное изменение амплитуды выходного напряжения.

Первая возможность состоит в изменении частоты ω тока считывания пропорционально переменной x (рис.3,а). Здесь используется известная зависимость амплитуды выходного напряжения от частоты тока считывания при $I = \text{const}$ и $B_0 = \text{const}$: $E_m \sim \omega$ (предполагается, что в заданном диапазоне изменения частоты можно пренебречь влиянием потерь в

сердечнике). Если требуется автономный источник тока считывания, то, используя магнитно-транзисторный преобразователь постоянного тока в переменный, получим $\omega \sim x$.

Вторая возможность состоит в широтно-импульсном модулировании тока считывания с частотой $\omega_M \ll \omega$ (рис.3,б).

Если T — интервал, в течение которого в каждом периоде $T_M = \frac{2\pi}{\omega_M}$ ток считывания i , поступает на элемент памяти, то среднее значение выходного напряжения

$$E_{cp} = c\omega \frac{T}{T_M} \varphi(B_0).$$

Если широтно-импульсный модулятор (ШИМ) обеспечивает $T/T_M \sim x$, то получим требуемую характеристику (I). Отметим, что таким модулятором может служить магнитный усилитель с самонасыщением³, одновременно выполняющий функцию усилителя сигнала x . Ключ K в схеме рис.3,б может быть либо диодным или транзисторным.

Отметим общий недостаток схемы рис.2,в с удвоением частоты: трудность полного устранения трансформации тока считывания на выход схемы.

Второй принцип считывания сводится к использованию того экспериментально установленного факта, что обратимая магнитная проницаемость μ_z сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса является функцией уровня остаточной намагниченности сердечника⁷.

Эта зависимость не является однозначной. Например, если сердечник предварительно намагничивать до отрицательного насыщения, а затем монотонно увеличить уровень остаточной индукции B_0 , то получим зависимость $\mu_z(B_0)$, изображенную на рис.4,а кривой I. Если же предварительно размагничивать сердечник, то при монотонном изменении B_0 получим кривую 2. Путем введения смещения постоянным током, который после насыщения сердечника в отрицательном направлении устанавливает индукцию B_{cm} , соответствующую максимуму μ_z на кривой I, можно для положительных значений управляющего (адаптирующего) сигнала получить монотонную зависимость $\mu_z(B_0)$. Если изменение B_0 осуществляется одинаковыми короткими импульсами тока, то в этом случае можно получить зависи-

мость μ_z от числа импульсов n , изображенную на рис.4,б.

Возможен ряд способов использования приведенных на рис.4 характеристик для создания адаптивных элементов. Простейший из них показан на рис.5,а. Здесь коэффициент взаимной индуктивности между обмотками w_1 и w_2 равен

$$M = \frac{\mu_0 \mu_z w_1 w_2 S}{\ell}, \quad (5)$$

где ℓ - средняя длина сердечника, а μ_0 - магнитная постоянная.

Если напряженность магнитного поля, создаваемого током i_1 , не превышает некоторого граничного значения, то μ_z не зависит от величины i_1 и для э.д.с. индуктируемой в выходной обмотке w_2 имеем (если пренебречь влиянием токов, наведенных в других обмотках)

$$e = M \frac{di_1}{dt} \quad (6)$$

При $i_1 = I_1 \sin \omega t$ находим

$$e = \omega M I_1 \cos \omega t \quad (7)$$

Таким образом, если I_1 или ω пропорционален переменной x , то получим адаптивный элемент для непрерывных сигналов.

Недостаток схемы рис.5,а заключается в том, что μ_z , а следовательно и коэффициент передачи схемы изменяются в небольших пределах, обычно не больше чем в 4 раза. Можно устранить этот недостаток, используя второй компенсационный сердечник, включаемый по схеме рис.5,б. Здесь Б-компенсационный сердечник, а выходная э.д.с.

$$e = \frac{\omega \mu_z w_1 w_2 S}{\ell} \cos \omega t \cdot I_1 (\mu_{zБ} - \mu_{zА}), \quad (8)$$

где $\mu_{zА}$ и $\mu_{zБ}$ - значения обратимой проницаемости соответствующих сердечников. В начальном состоянии сердечников до подачи сигнала адаптации $\mu_{zА} = \mu_{zБ}$ и $e \equiv 0$. Если же на сердечник Б также подать сигнал адаптации (i_y), но так, чтобы он создавал намагничивающее поле противоположного

направления относительно поля смещения, то схема становится "реверсивной", т.е. появится возможность изменить знак коэффициента передачи.

Вместо управляемой взаимной индуктивности можно использовать управляемую индуктивность L , включаемую, например, по мостовой схеме, рис.5,в. Подбором значений L_0, r_0, R_1 и R_2 схема уравнивается для какого-нибудь значения L .

Управляющий сигнал i_y изменяет коэффициент передачи схемы $U_в/U$, который в общем случае носит комплексный характер. Если, однако, во всех четырех плечах использовать индуктивности, то коэффициент передачи практически не будет зависеть от частоты напряжения U .

Этим же свойством обладает и схема рис.5,г. Здесь последовательно с обмоткой W_1 , включена постоянная индуктивность L_0 , величина которой много больше индуктивности обмотки W_1 . Поэтому для тока i_1 имеем

$$U = L_0 \frac{di_1}{dt}.$$

Учитывая (6), для выходного напряжения находим

$$e = \frac{M}{L_0} U, \quad (9)$$

т.е. выходное напряжение e отличается от входного напряжения U , соответствующего переменной X , постоянным коэффициентом, который не зависит от частоты или формы напряжения U . Поэтому для увеличения диапазона изменения коэффициента передачи можно использовать простой делитель напряжения (рис.5,д) для получения напряжения U_K , компенсирующего выходное напряжение схемы для какого-нибудь значения коэффициента взаимной индуктивности M^8 .

Диапазон изменения частоты ω входного сигнала U в схемах рис.5,г и д ограничен тем, что амплитуда тока i_1 , которая может изменяться с частотой, не должна превышать допустимого граничного значения, иначе μ_2 будет изменяться в функции i_1 .

Считывание во всех рассмотренных выше элементах памяти осуществляется путем обратимого изменения состояния намагниченности сердечника вокруг некоторой величины, соответствующей

установленному значению функции адаптации.

При этом физические свойства одного и того же ферромагнетика используются как для хранения информации, так и для неразрушающего считывания этой информации. В отличие от этого при считывании методом зонда функции хранения и считывания информации разделены между различными компонентами. Первую функцию по-прежнему выполняет сердечник с прямоугольной петлей гистерезиса, в то время как функцию неразрушающего считывания выполняет специальным компонентом-зондом, реагирующим на уровень остаточной намагниченности сердечника, выполняющего функцию памяти. Такое разделение функций часто дает существенные преимущества и, в частности, позволяет существенно увеличить максимальную мощность, снимаемую с элемента аналоговой памяти.

В качестве зондов могут быть использованы различные типы гальваномангнитных и магнитомодуляционных датчиков, в том числе и магнитные усилители.

На рис. 6а приведена принципиальная схема адаптивного элемента с датчиком Холла (Д.Х.), устанавливаемого в щели тороидального сердечника, используемого в качестве элемента памяти. Э.д.с. Холла, появляющаяся на выходе датчика, прямо пропорциональна произведению средней величины остаточной индукции сердечника B_0 и тока i , поступающего на датчик в качестве независимой переменной ($i \sim x$)⁹:

$$e = c B_0 i,$$

т.е. датчик Холла сочетает функцию считывающего зонда и множительного устройства.

Введение щели шириной δ в сердечник с целью размещения в ней датчика Холла приводит к образованию размагничивающего поля, величина которого при равномерном намагничивании сердечника по сечению равна³

$$H_p = B_0 \frac{\delta}{\mu_0 e}$$

Это поле не должно вызывать самостирания информации, записанной в сердечнике, в наиболее неблагоприятном случае, когда $B_0 = B_z$, т.е.

$$H_{p \max} = B_z \frac{\delta}{\mu_0 \ell} < H_n \leq H_c, \quad (10)$$

где B_z - остаточная индукция на предельной петле гистерезиса ферромагнетика, а H_n - пороговое поле, при превышении которого индукция ферромагнетика, имеющая начальное значение $-B_z$, будет увеличиваться. Выполнение этого условия требует применения пленочных элементов Холла для получения малых значений δ и магнитных материалов с большим отношением H_c/B_z , позволяющим увеличить максимально допустимую величину δ .

Датчик Холла в схеме рис.6,а может быть заменен "магниторезистором", т.е. полупроводниковым элементом, активное сопротивление которого изменяется в магнитном поле^{9,11}. Созданы датчики, которые под действием поля в f_{mn} увеличивают свое сопротивление в 10-20 раз. При широком диапазоне изменения индукции обычно

$$R_m = R_0 (1 + c B_z^2).$$

Применение таких датчиков также требует соблюдения условия (10).

Изменение характеристик адаптивного элемента в широких пределах и, в частности, получение нулевого коэффициента передачи могут быть достигнуты включением магниторезистора^(R_m) в одно из плеч мостовой схемы (рис.6,б). Подбирая температурные коэффициенты других сопротивлений моста, можно частично компенсировать влияние температуры на характеристики магниторезистора и адаптивного элемента. Отметим, что характеристики магниторезистора могут быть изменены в достаточно широких пределах путем включения сопротивления R , показанного на рис.6,б пунктиром, между теми "поперечными" точками, с которых обычно снимаются э.д.с. Холла¹⁰.

На рис.7 приведены некоторые типичные схемы магнитных аналоговых запоминающих устройств, у которых считывание осуществляется зондом, представляющим собой магнитный модулятор ИМ или магнитный усилитель МУ. В этих устройствах сердечник-накопитель информации ИМ может выполняться либо из другого магнитного материала, чем сердечник зонда^д (рис.7,а,б и в),

либо из такого же материала и представлять с ним одно конструктивное целое (рис.7,г и 8)³. В первом случае сердечник накопителя информации обычно выполняется из более высококоэрцитивного материала чем сердечник зонда. Этим уменьшается возможность случайного стирания накопленной информации и увеличивается диапазон изменения коэффициента передачи элемента. Однако, это достигается увеличением требуемых токов записи и стоимости элемента, что не всегда оправдано.

Отметим, что использование магнитных модуляторов или усилителей с ферромагнитными сердечниками в качестве зондов позволяет полностью устранить размагничивающее поле, возникающее при использовании гальваномагнитных датчиков (рис.6).

В схеме рис.7,а тороидальный сердечник из магнитомягкого материала по существу представляет собой простейший дроссельный магнитный усилитель МУ, управляемый "постоянным" магнитом, выполняющим функцию накопителя информации НИ. При питающем напряжении $U = U_m \sin \omega t$, где $\omega = \text{const}$ и $U_m \sim x$ амплитудное значение I_m тока нагрузки i увеличивается с повышением величины остаточного потока Φ накопительного сердечника. Однако амплитудное, действующее или среднее значение тока i изменяется прямопропорционально U_m лишь при относительно небольших значениях переменной составляющей индукции тороидального сердечника (или U_m) по сравнению с индукцией насыщения. При значительных значениях U_m зависимость $I(U_m)$ становится нелинейной, хотя и сохраняет монотонный характер. Считывание в схеме рис.7,а также может быть осуществлено путем выделения комбинационной частоты $(\omega_1 + \omega_2)$, как в схеме рис.2,а или удвоенной частоты, как в схеме рис.2,в (см.³, стр.486). В этом случае зонд по существу представляет собой магнитный модулятор.

Также возможно использование магнитомягкого сердечника в схеме рис.7,а для создания управляемой катушки взаимной индуктивности или трансформатора, как в схемах рис.5. Схема такого элемента приведена на рис.7,б, где показано другое конструктивное исполнение накопительного элемента (НИ). В отличие от схемы рис.5,а схема рис.7,б обеспечивает более широ-

кий диапазон изменения коэффициента взаимной индуктивности обмоток W_1 и W_2 , не требует наличия сигнала смещения и допускает более широкий диапазон изменения амплитуды тока i . Применительно к элементу, изображенному на рис.7,б, также могут быть использованы схемы рис.5,в-д.

В схеме рис.7,в зонд по существу представляет собой магнитный усилитель с самонасыщением, управляемый остаточным потоком накопительного элемента. Эта схема обычно используется для получения большой мощности на выходе запоминающего элемента. Даже в том случае, когда оба сердечника (накопителя и зонда) конструктивно объединяются и выполняются из одного и того же материала (рис.7,г), в схеме рис.7,в, практически устраняется возможность стирания информации, записанной на участке сердечника (НИ), выполняющем функцию памяти³. При использовании объединенного сердечника с прямоугольной петлей гистерезиса (рис.7,г) ток нагрузки I_n не является линейной функцией амплитуды напряжения u . Поэтому для создания адаптивного элемента для аналоговых сигналов необходимо использовать одну из схем рис.1 или 3 (см.ниже).

Если на сердечнике рис.7,г осуществить считывание по схеме рис.7,б, то при постоянной амплитуде тока считывания

i , зависимость среднего значения выходного напряжения E_{cp} от φ_0 имеет падающий участок (кривая 1 на рис.8,в). Применение трехдырочных сердечников, изображенных на рис.8, устраняет падающий участок (кривая 2 на рис.8,а)³. В схемах рис.8 постоянный ток смещения $I_{см}$ препятствует изменению магнитного потока в стержне, охваченном обмоткой смещения

$u_{см}$.

Рассмотрим, теперь, некоторые возможности построения адаптивных элементов по схеме рис.1 с использованием компонентов, изображенных на рис.7,в,г и 8,а,б для реализации функции адаптации. В схеме рис.9,а элемент аналоговой памяти, выполненный по схеме рис.7,в на одном сердечнике, одновременно выполняет функцию широтно-импульсного модулятора. С этой целью считывание осуществляется от источника переменного напряжения прямоугольной формы и постоянной амплитуды. Ток считывания, протекающий в основном через сопротивление R , имеет форму, изображенную на рис.9,б. Пока напряжение $u_{см}$, прило-



женное к обмотке W_1 , вызывает изменение магнитного потока соответствующего стержня, ток i_{cr} в этой обмотке мал. Как только стержень насыщается ток i_{cr} скачком увеличивается. Значение $\omega t = \alpha$, при котором стержень насыщается, зависит от остаточного потока φ_0 и может изменяться в пределах от 0 до π . Часть тока i_{cr} используется для управления транзисторным ключом. При малых значениях i_{cr} транзисторы закрыты током смещения. Они отпираются только в интервалах $k\pi + \alpha \leq \omega t \leq (k+1)\pi$, где $k = 0, 1, 2, \dots$. Среднее значение напряжения на нагрузке R_n

$$U_n = \frac{\pi - \alpha}{\pi} U = F(\varphi_0) U,$$

где $U \sim X$ - аналоговый, знакопеременный сигнал. Этот же принцип лежит в основе адаптивного элемента, изображенного на рис.9, в¹². Применение трехдырочного сердечника и специальных компенсирующих обмоток W_k , устраняющих возможность стирания остаточного магнитного потока, обеспечивают более стабильную работу схемы. Выходное напряжение U_c элемента памяти, поступающее на эмиттер-базу транзисторов, имеет вид, изображенный на рис.9, г. Поэтому для рассматриваемой схемы

$$U_n = \frac{\alpha}{\pi} U = F(\varphi_0) U$$

При осуществлении множительного устройства в схеме рис.1 хорошая линейность требуется только для канала X . Это позволяет значительно упростить множительное устройство и, в частности, использовать различные типы активных управляемых резисторов для выполнения функции умножения.

В схеме рис.10, а в качестве управляемого резистора используется подогревный термистор T , управляемый от элемента памяти. Здесь Z_n - сопротивление подогрева, а R - управляемое сопротивление термистора. Основными достоинствами приведенной схемы являются простота, широкая полоса пропускания по управляемому каналу (X). Недостатки схемы: большая инерционность по управляемому каналу (Y) и значительная зависимость сопротивления R от температуры окружающей среды. Очевидно, что ток, протекающий через R , не должен вызывать существенного изменения температуры со-

противления. Частичная температурная компенсация может быть достигнута включением R в мостовой схеме (рис.6,б) и соответствующим подбором температурных коэффициентов других сопротивлений моста. Другой способ температурной компенсации состоит в каскадном соединении двух термисторов (рис.10,б).

Возможно применение и других типов управляемых резисторов¹³. Значительный интерес в этом отношении представляют полевые транзисторы¹⁴.

Рассмотренные выше принципы построения и схемы адаптивных элементов для непрерывных сигналов показывают, что свойства тороидальных и разветвленных сердечников из магнитных материалов с прямоугольной петлей гистерезиса дают целый ряд возможностей построения адаптивных элементов с различными характеристиками. Наиболее простые адаптивные элементы получаются в тех случаях, когда передаваемый непрерывный сигнал представляет собой переменный ток (или напряжение) фиксированной частоты, изменяющийся по амплитуде, или переменный ток фиксированной амплитуды, изменяющийся по частоте, или же периодические широтно-модулированные импульсы. В таких случаях функции аналоговой памяти и множительного устройства, необходимые для получения адаптивных элементов, выполняются на одних и тех же сердечниках.

Более универсальные адаптивные элементы, пригодные для непрерывных сигналов любого вида, могут быть получены путем использования выходного сигнала магнитного аналогового запоминающего элемента для изменения величины активного сопротивления управляемого резистора.

Литература

1. Розенблат М.А., Ромашев А.А., Семененко В.А.
Элементы с адаптируемым коэффициентом передачи. Автоматика и телемеханика, № 10, 1967, стр.182-200.
2. Боровков В.С., Графов Б.М., и др. Электрохимические преобразователи информации. Изд. "Наука", 1966.
3. Розенблат М.А. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. Изд. "Наука", 1966.
4. Розенблат М.А., Боярченков М.А., Кербников Ф.И., Ларин Е.Д., Раев В.К. Основы построения системы магнитных ретардирующих элементов. Труды III Всесоюзной конференции по автоматическому управлению. "Технические средства автоматизации". Изд. "Наука", 1967, стр.35-48.
5. Боярченков М.А., Кербников Ф.И., Раев В.К., Розенблат М.А. Интеграторы на основе магнитного аналогового запоминающего устройства. Сб. "Магнитные аналоговые элементы и электромагнитные устройства". Изд. "Наука", 1968.
6. Watanabe S., Oshima S., Enomoto H. Magnetic circuits for analog memory and arithmetic operations. J.Inst.Elec.Comm. Engrs., Japan, vol.45, № II, 1962, p. 1533.
7. Розенблат М.А., Зинкевич В.П. Некоторые вопросы использования тороидальных сердечников в качестве адаптивных элементов. Сб. "Магнитные элементы промышленной автоматизации". Изд. "Наука", 1966.
8. Болотов Б.В., Захаров В.М. Импульсное аналоговое запоминающее устройство. Труды учебных институтов связи. 1961, вып.7, стр.65-70.
9. Овчаренко Н.И. и др. Применение гальваномагнитных элементов в релейной защите и автоматике. Изд. "Энергия", 1966.
10. Kataoka S. Multiplying action of the magnetoresistance effect in semiconductors and its application to power measurements. Proc. IRE, vol.III, № II, 1964, pp.1937-1947.

- II. Weiss H. The "Feldplatte" - A new semiconductor magneto-resistance device. IEEE Trans. on Magnetics, vol. Mag-2, № 3, 1966, pp. 540-542.
- I2. Касаткин О.Г. Звено с переменным коэффициентом передачи, обладающее аналоговой памятью. Сб. "Магнитные аналоговые элементы". Изд. "Наука", 1965.
- I3. Удалов Н.П. Полупроводниковые датчики. Изд. "Энергия", 1965.
- I4. Малин Б.В., Сонин М.С., Параметры и свойства полевых транзисторов. Изд. "Энергия", 1967.

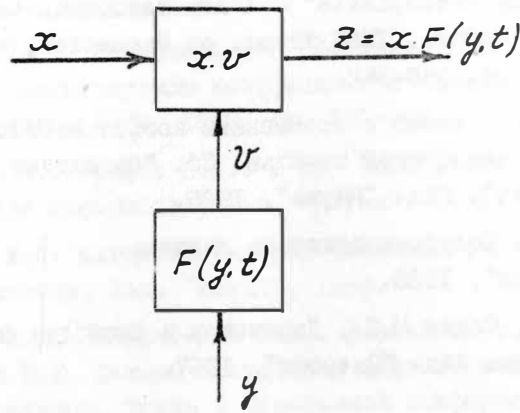
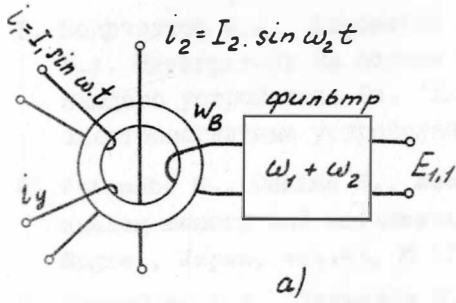
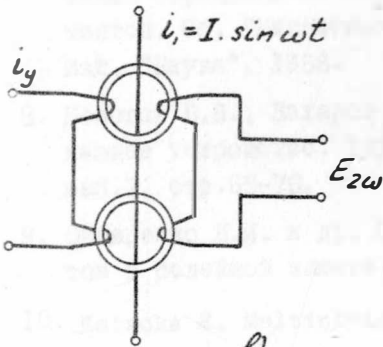


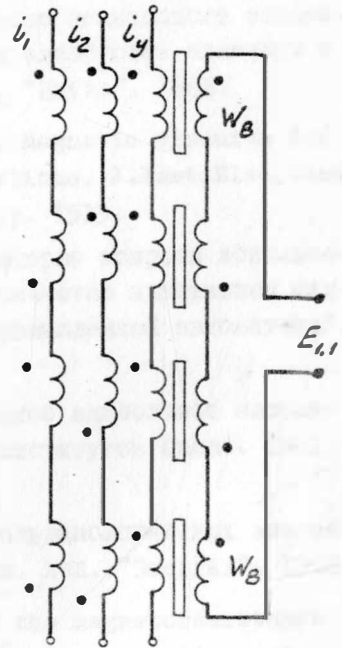
Рис. 1



a)



б)



в)

Рис. 2

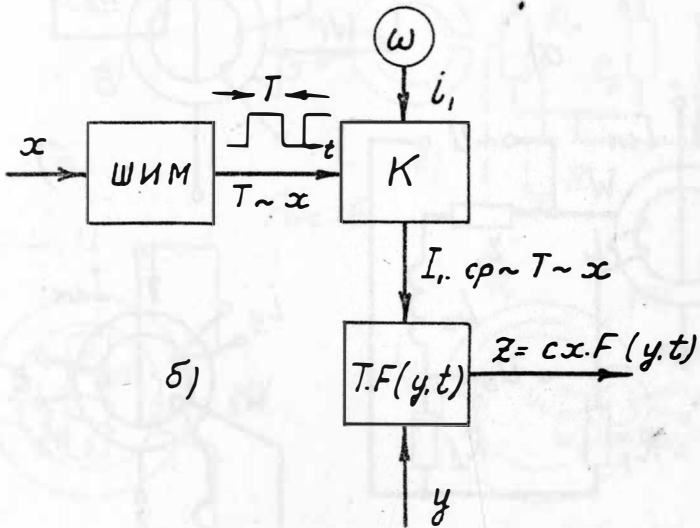
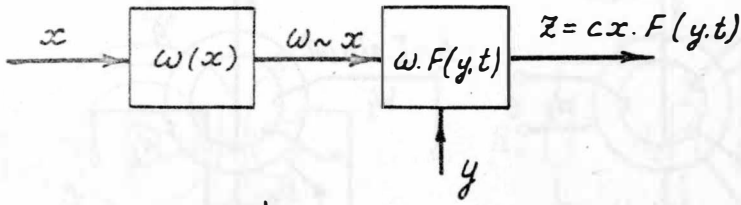


Рис. 3

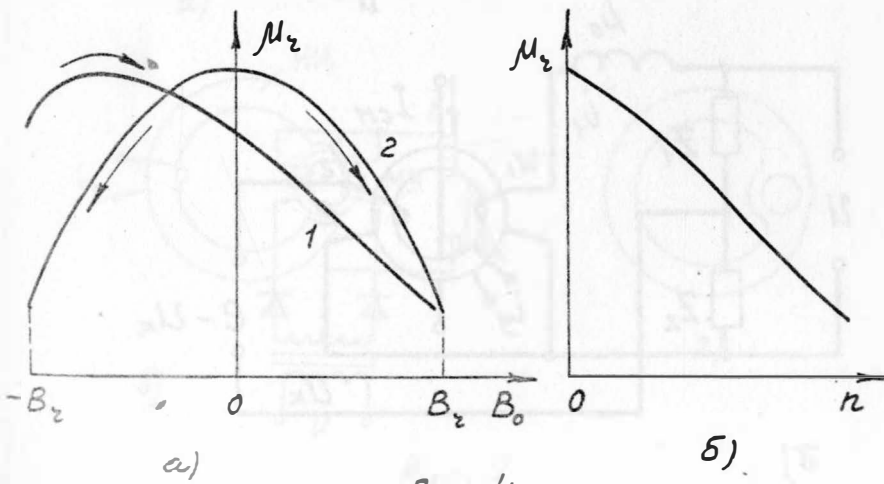
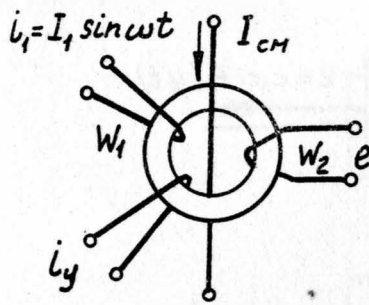
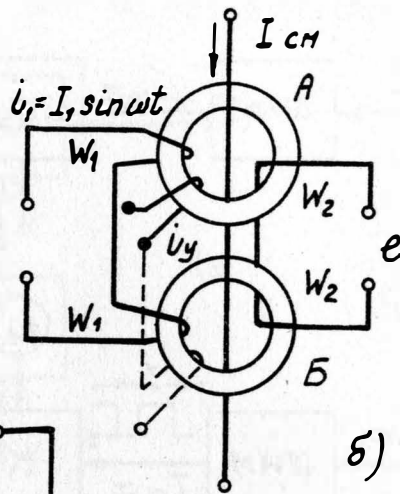


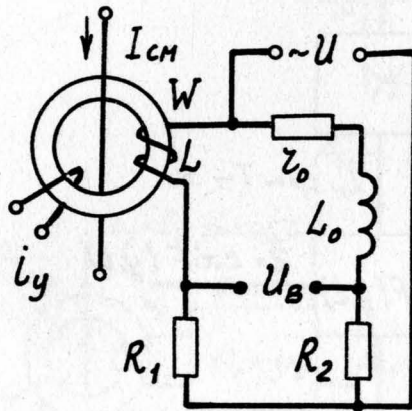
Рис. 4



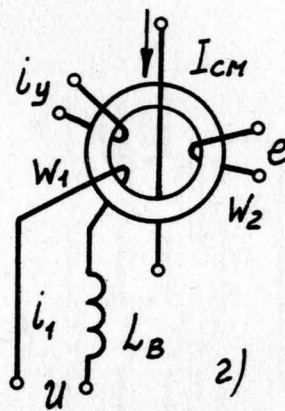
a)



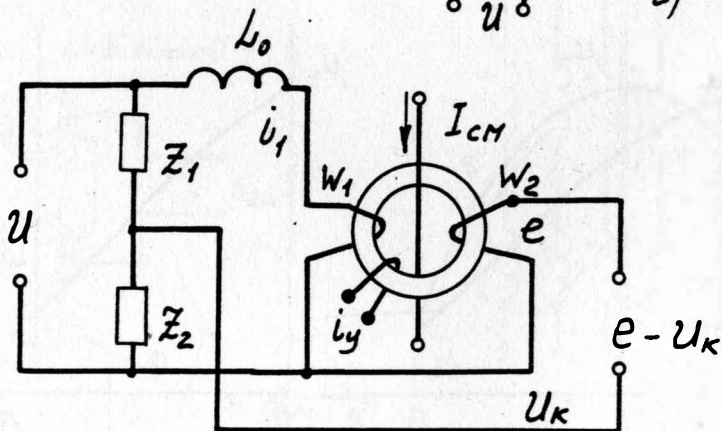
б)



в)



г)



д)

Рис. 5

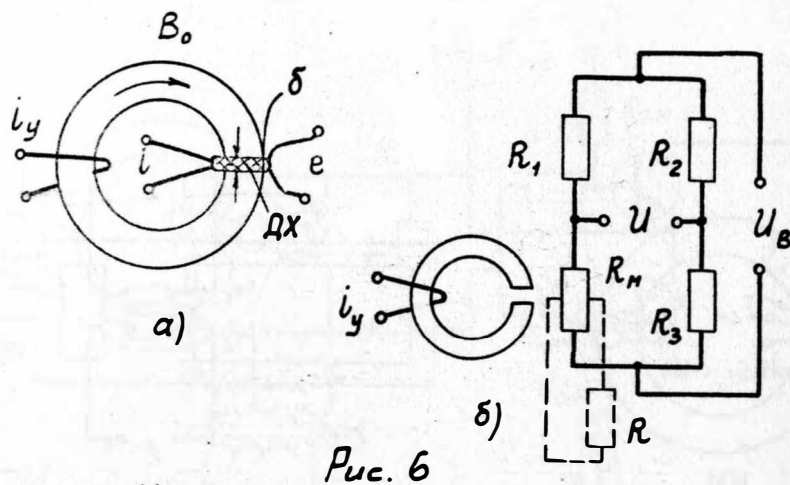


Рис. 6

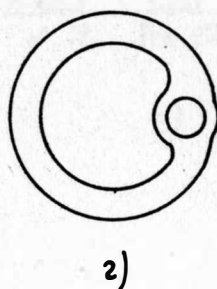
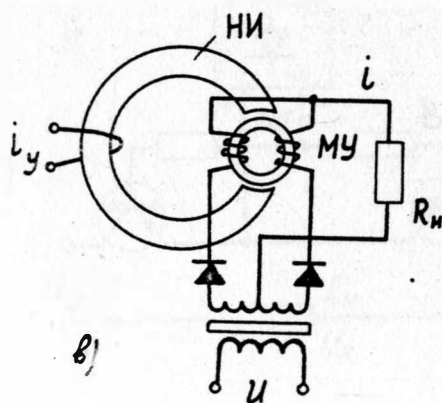
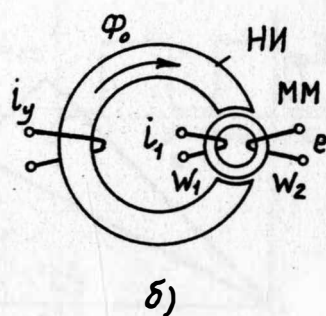
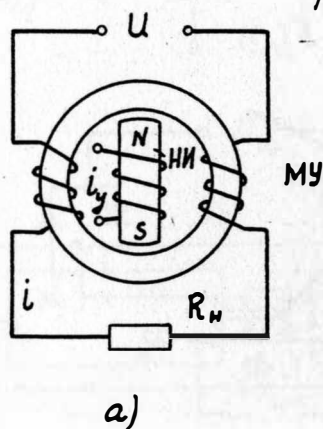


Рис. 7

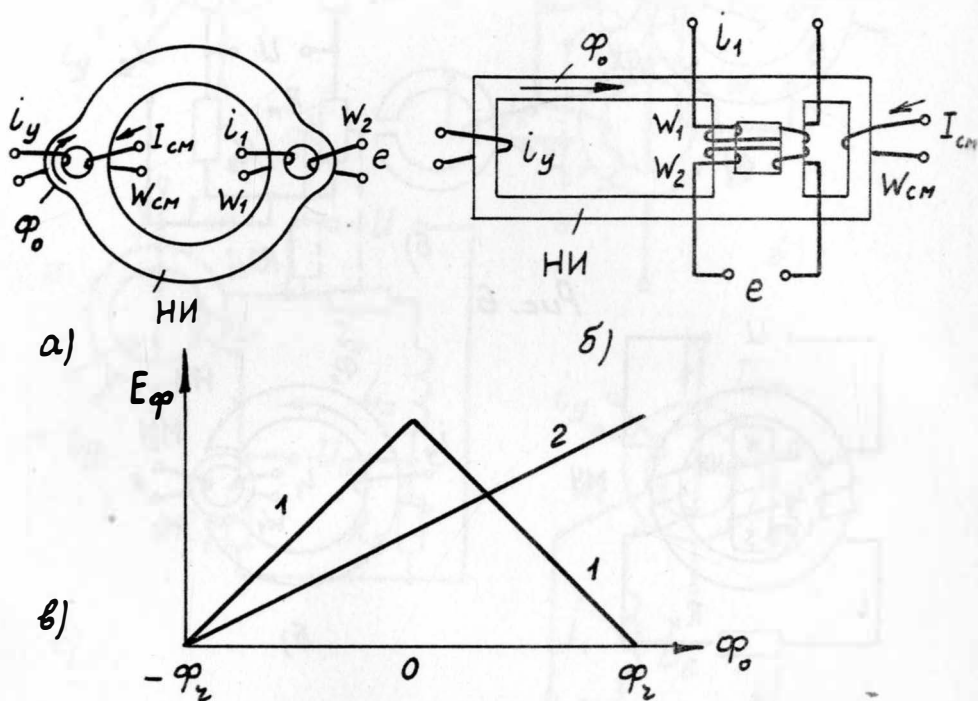


Рис. 8

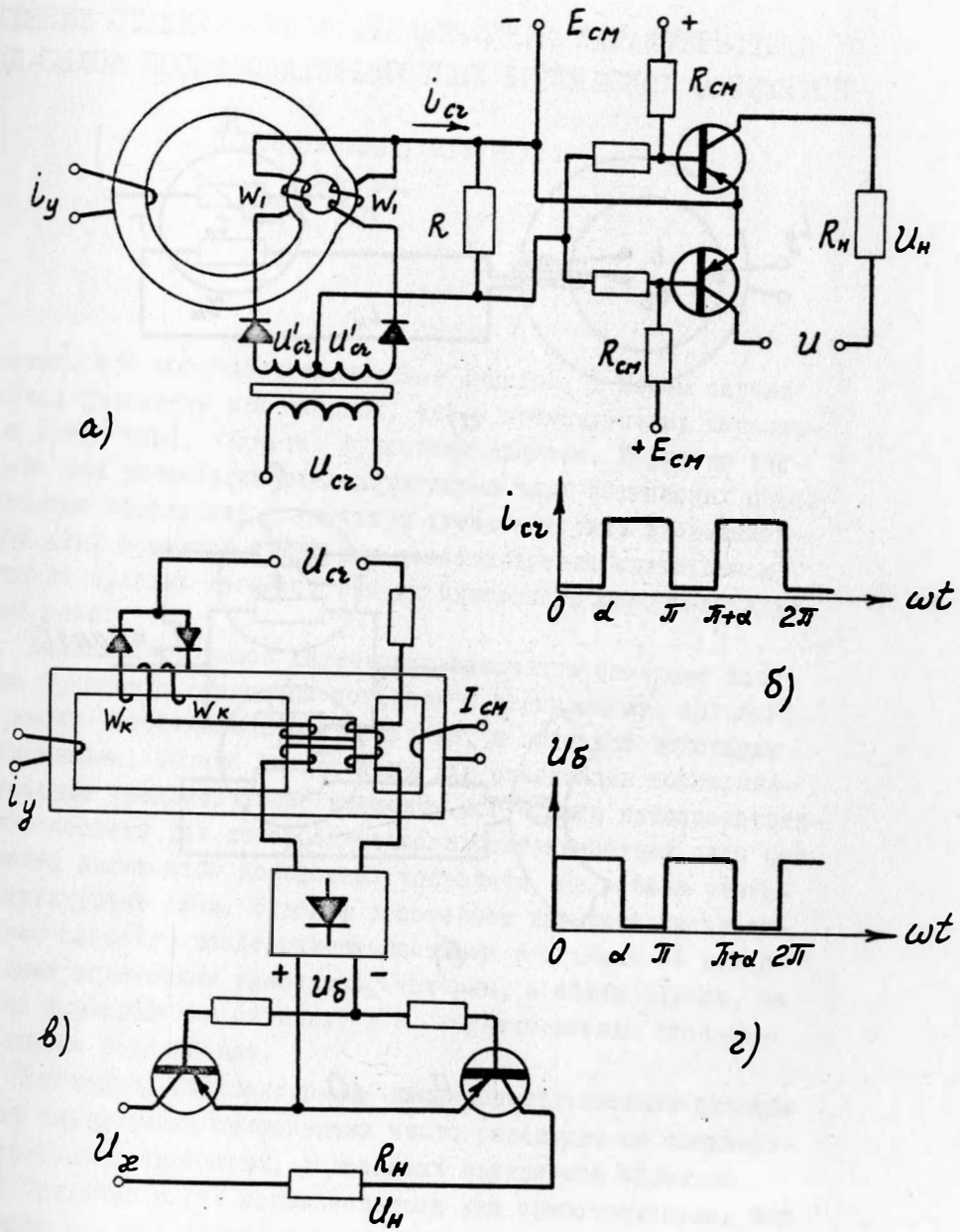
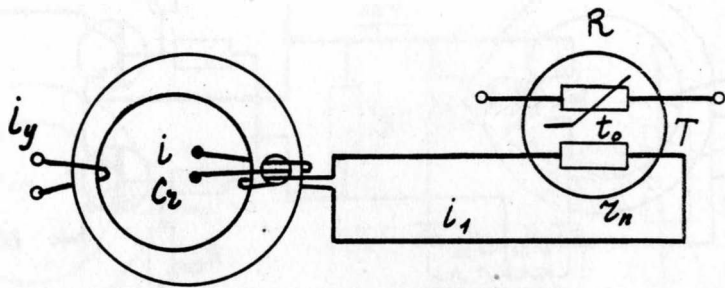
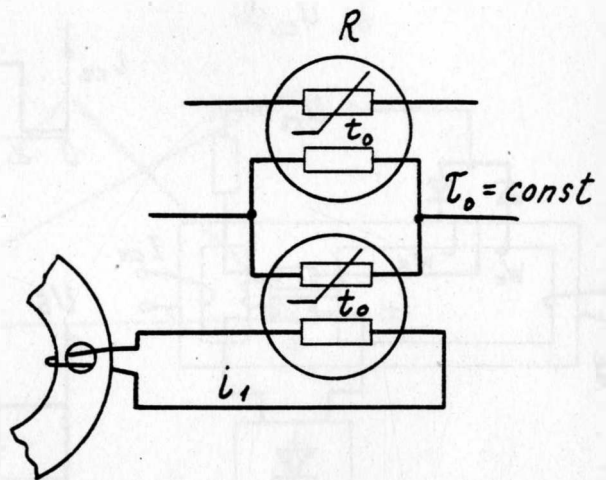


Рис. 9



a)



b)

Рис. 10

ВНЕШНИЕ СТАТИЧЕСКИЕ И ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВХОД-ВЫХОД ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Н. П. Васильева, ИАТ/ТК/
Москва,
СССР

Известно, что последовательностные функции, в общем случае являются функциями как входных, так и промежуточных переменных и кроме того, являются функциями времени. Известно также, что при реализации последовательностных логических цепей необходимо обеспечить устойчивую характеристику вход-выход каждой цепи обратной связи для восстановления единичных и затухания нулевых сигналов или их инверсного преобразования в этой цепи.

Большинство типов логических элементов сочетают логические функции с функциями усиления и формирования сигнала, т.е. имеют устойчивые характеристики, и обладают некоторым запаздыванием, обычно достаточным для реализации последовательностных функций. Такие элементы могут быть непосредственно использованы для построения последовательностных схем без включения каких-либо добавочных устройств, на основе реальных структурных схем. Будем в дальнейшем называть такие логические элементы последовательностными в отличие от комбинационных логических элементов, которым, в общем случае, не присуще формирование сигнала, т.е. характеристики вход-выход которых неустойчивы.

Простейшие /элементарные/ последовательностные функции с двумя внутренними состояниями часто реализуют на специальных элементах, триггерах, содержащих внутренние обратные связи². Триггеры могут использоваться как самостоятельно, так и в более сложных логических схемах.

Поскольку триггер может быть включен в любую другую последовательностную схему, для определения общей ее устройчивости необходимо знать его характеристику вход-выход, которую будем называть внешней, в отличие от внутренних, представляющих характеристики вход-выход составляющих его элементов в разомкнутой цепи. Внешние характеристики имеют значение для определения устойчивой работы не только схем с триггерами, но и любых других последовательностных схем, содержащих замкнутые контуры, включенные среди других логических цепей.

Принципы построения и особенности внешних характеристик логических схем с замкнутыми контурами удобнее рассмотреть на триггерах, как простейших последовательностных схемах, содержащих обратные связи. Триггеры могут состоять из нескольких последовательностных и нескольких комбинационных элементов. Их число определяется реализуемой функцией, набором элементов из которого составляется триггер, и числом тактов системы, так как сигнал с выхода триггера должен воздействовать на один из его собственных входов.

Классификация абстрактных триггеров приведена в ³.

Внешняя характеристика триггера представляет собой зависимость одного из его внешних выходов от одного из его внешних входов при замкнутой цепи обратной связи. Очевидно, число внешних характеристик вход-выход триггера равно числу сочетаний сигналов внешних входов и выходов.

Внешняя характеристика триггера может быть получена на основе анализа взаимодействия характеристик всех элементов его составляющих. При этом анализе необходимо учитывать, что один из входов триггера нагружен сигналом с собственного выхода /сигналом обратной связи/, который поступает на вход с некоторым запаздыванием.

В зависимости от системы элементов, на которых производится реализация, сигналы входов и выходов триггера могут быть импульсными /динамический триггер/ или постоянными /статический триггер/.

В динамическом триггере при асинхронной работе время переходного процесса /реакция на скачкообразное изменение входного сигнала/ может длиться от одного до нескольких тактов.

Внешняя характеристика асинхронного статического триггера будет также зависеть от длительности входного сигнала и вида переходных процессов в составляющих его элементах, которые придется учитывать непосредственно при построении внешней характеристики.

У синхронных триггеров максимальное время реакции равно числу тактов системы и переходный процесс переключения триггера при синхронных сигналах представляет собой чистое запаздывание. Под синхронными сигналами понимаем синхронные импульсы не только определенной длительности, но и определенной величины, необходимой для полного синхронного переключения триггера. Для анализа работы синхронного триггера и построения его внешних характеристик необходимо знание его внутренних характеристик, как динамических, так и статических.

Рассмотрим на примерах методы построения внешних характеристик триггера по известным характеристикам вход-выход составляющих его элементов.

Пусть триггер, реализующий функцию памяти $x_T = (\alpha + x)\beta$ состоит из двух последовательностных двухтактных элементов ИИ и И /структурная схема рис.1а/, характеристики которых заданы в виде графиков на рис.1б и в. Они одинаковы по отношению к любому из каждых двух входов α и x , β и y :

$$\begin{aligned} y &= \varphi_1(\alpha) = \varphi_1(x) = \varphi_1(\alpha + x) \\ x &= \varphi_2(\beta) = \varphi_2(y) = \varphi_2(\beta + y) \end{aligned}$$

Тогда их общая внутренняя характеристика от входа элемента ИИ к выходу элемента И будет иметь вид:

$$x = \varphi_2[\varphi_1(\alpha)] = \varphi_2[\varphi_1(x)] \quad \text{рис.1г.}$$

Рассмотрим два принципиально различных случая взаимодействия сигналов на элементе ИИ, который состоит из комбинационной части, реализующей логическое суммирование, и усилительной части, имеющей повторительную /П/ характеристику. Первый случай, когда сигналы суммируются на диодах, второй случай, когда они суммируются на сопротивлениях или на обмотках сердечников. Функция И в обоих случаях реализуется на диодах с последующим усилением по уровню, также как в элементе ИИ на усилителях любого типа с П-характеристикой.

Различие этих двух случаев обусловлено различной природой суммирования сигналов. Диодное суммирование по смыслу

ближе к логическому суммированию, так как выходной сигнал диодной схемы равен наибольшему /по модулю/ из сигналов входов. При суммировании на сопротивлениях или при суммировании МДС на сердечниках происходит обычное арифметическое суммирование, которое в дальнейшем с помощью нелинейной характеристики усилителя /П-характеристики/ превращается в логическое суммирование. Однако, в этом случае, характеристики при различном числе суммируемых сигналов идут с различным наклоном.

Различие в этих двух способах суммирования не играет существенного значения в комбинационных схемах, хотя и влияет на наклон характеристик. Для последовательностных схем, как будет показано ниже, различная природа суммирования приводит к двум различным видам внешних характеристик.

1. Триггер с диодным суммированием сигналов.

В качестве внутренней характеристики для построения внешней характеристики $x_c = F(a)$ служит характеристика $x = \varphi_2[\varphi_1(a)]$ рис. 1г.

При $\theta = 0$ $x_c = F(a) = x_0 = \text{const}$ триггер включен независимо от a и $x_{t=0}$

При $\theta = 1$ и при $x_{t=0} = 1$, $x_c = F(a) = x_1 = \text{const}$ триггер включен независимо от a .

При $\theta = 1$ $x_{t=0} = 0$, $a \leq a_{кр}$; $x_c = \varphi_2[\varphi_1(a)]$ т.к. пока $a < a_{кр}$, $x < a$ следовательно x не влияет на выходной потенциал диодной схемы ИЛИ. При $\theta = 1$ и при

$a > a_{кр}$ в действие вступает обратная связь и выходной сигнал x_c становится больше сигнала a . Попадая снова на вход, он снова усиливается до тех пор, пока не достигается верхняя точка устойчивого равновесия характеристики, см. рис. 1д. Переходный процесс включения триггера может длиться несколько тактов. Его длительность зависит от величины сигнала a и легко может быть найдена по исходной характеристике триггера. Переходный процесс будет равен одному такту только при сигналах очень близких к a_1 , определяющих верхнюю точку устойчивого равновесия на характеристике разомкнутой цепи. Статическая часть характеристики триггера в точке $a_{кр}$ имеет скачок, она показана на рис. 1д толстым пунктиром.

Таким образом, внешняя динамическая характеристика триггера в этом случае определяется динамической характери-

стикой его разомкнутой цепи или, иначе говоря, его внутренней динамической характеристикой. Наличие цепи обратной связи влияет только на наклон внешней статической характеристики и не влияет на наклон внешней динамической характеристики, который равен наклону внутренней характеристики.

Рассмотрим остальные внешние характеристики триггера:

$x_r = \varphi(\vartheta)$ причем здесь, по отношению к сигналу ϑ , $\tau = t_r$. Напомним, что функция И, реализуется сначала на диодах, а затем усиливается, поэтому усиливается сигнал наименьший из двух сигналов входа.

При $a=1$ и $y=1$; $x_r = \varphi(\vartheta) = \varphi_2(\vartheta)$ независимо от значения $x = 0 \div 1$, т.е. внешняя характеристика в этом случае совпадает с внутренней характеристикой элемента И, рис. I без горизонтальной ветви, рис. Ie.

При $a=0$ и $x_{t=0} = 0$; $y=0$; $x_r = \varphi(\vartheta) = x_0 = \text{const}$ рис. Iж, нижняя ветвь.

При $a=0$, $x_{t=0} = 1$; $x_r = \varphi(\vartheta) = \varphi_2(\vartheta)$ до тех пор, пока сигнал $y = \varphi_1[\varphi_2(\vartheta)]$ остается больше ϑ , так как диодная схема И передает наименьший из потенциалов ее входов y и ϑ . Когда $y = \varphi_1[\varphi_2(\vartheta)]$ становится меньше ϑ , т.е. при $\vartheta < \vartheta_{кр}$ верхней кривой на рис. Iж, x_r становится функцией y ; $x_r = \varphi_2(y)$ и при неизменном ϑ $y_r = \varphi_1[\varphi_2(y)]$ начинает убывать с каждым тактом, так как при $\vartheta < \vartheta_{кр}$ действует обратная связь и триггер выключается в течение нескольких тактов. Его динамическая характеристика для сигналов $\vartheta < \vartheta_{кр}$ определяется внутренней характеристикой пары И-ИЛИ. Статическая характеристика $x_r = \varphi_2(\vartheta)$ имеет скачок в точке $\vartheta = \vartheta_{кр}$, где $\vartheta_{кр}$ определяется по характеристике $y_r = \varphi_1[\varphi_2(\vartheta)]$ и, в общем случае, не совпадает с точкой неустойчивого равновесия характеристики $\varphi_2(\vartheta)$. Итак, при сигналах $\vartheta > \vartheta_{кр}$ внешняя характеристика триггера для выхода x определяется внутренней характеристикой элемента И

$x_r = \varphi_2(\vartheta)$, а для выхода y внутренней характеристикой пары И-ИЛИ, $y_r = \varphi_1[\varphi_2(\vartheta)]$. При сигналах $\vartheta < \vartheta_{кр}$, где $\vartheta_{кр}$ - точка неустойчивого равновесия характеристики этой пары, статическая характеристика триггера имеет скачок, из-за действия обратной связи. Однако наклон динамических характеристик триггера при этом не увеличивается. Очевидно, для того, чтобы переходный процесс не превышал одного такта, сигнал

выключения β должен упасть до величины близкой к β_0 .

Из сравнения всех полученных внешних характеристик триггера, рис.1д, е, ж видно, что наименьший наклон и наименьший запас устойчивости имеет характеристика $\varphi_2(\beta)$, которая создается только одним элементом И при управлении выключающим сигналом β . Она и определяет запас устойчивости триггера по входу β . Если сигнал выхода y триггера также используется самостоятельно, то наилучшей характеристикой могла бы оказаться характеристика $y_\tau = \varphi_1(a)$ рис.1б.

2. Триггер с арифметическим суммированием сигналов /структурная схема рис.1а/.

Внешняя характеристика этого триггера $x_\tau = F(a)$ также строится по внутренней характеристике пары ИЛИ-И $x = \varphi_2[\varphi_1(a)]$, но с учетом суммирующегося с a сигнала x по закону положительной обратной связи:

$$x_\tau = \varphi(a+x)$$

На рис.2 показан известный графический метод получения характеристики $x_\tau = F(a)$ если известна характеристика $x = \varphi(a+x)$ которая в данном случае является внутренней характеристикой пары ИЛИ-И:

$$x = \varphi_2[\varphi_1(a+x)]$$

Наклон этой характеристики резко возрастает, по сравнению с исходной и даже имеет отрицательное значение. При сигнале $x=a$, таком, при котором $\frac{dy}{dx} = 1$, статическая характеристика /пунктир на рис.2/ имеет скачок. Величина a_1 всегда гораздо меньше величины $a_{кр}$, поэтому внешняя характеристика сильно сдвинута влево по сравнению с исходной. Запас устойчивости по нулю такого триггера гораздо меньше запаса устойчивости составляющих его элементов. Он может получиться и отрицательным.

Внешние характеристики рассматриваемого триггера относительно входа β ничем не отличаются от внешних характеристик триггера с диодным суммированием сигналов, так как при $a=1$, рис.1е, сигнал $\beta < y$, так как $y = \varphi_1(a+x) > 1$. Следовательно, величина выходного сигнала диодной части И определяется величиной β . При $a=0$, рис.1ж, способ суммирования сигналов на элементе ИЛИ вообще не влияет на вид характеристик.

Сравнивая внешние характеристики триггера с арифметическим суммированием сигнала рис.2 и рис.1е и ж, нужно отметить, что наименьший запас устойчивости могут иметь либо характеристика с положительной обратной связью, рис.2, либо характеристика при $a = 1$, т.е. характеристика элемента И. Очевидно, расчет и контроль триггера нужно производить именно по критическим точкам этих двух характеристик.

В качестве еще одного примера, построение внешних характеристик триггера, представляющего собой память на двух инверторах: $x_t = (\overline{a+x}) + \bar{b}$, структурная схема, рис.3а, при диодном суммировании показано на рисунках 3б, в, г; а при арифметическом суммировании на рисунках 4а, б.

5. Внешние характеристики синхронного триггера.

Рассмотрим построение внешних характеристик синхронного триггера, на примере счетного триггера, типа $x_t = ax + \bar{a}\bar{x}$. Он может быть реализован, как и остальные триггеры, на самых разнообразных элементах, при этом его характеристики будут отличаться друг от друга. Ограничимся здесь построением характеристик триггера, выполненного на магнитно-диодных импульсных элементах равнозначности, так как построение и вид этих характеристик типичны для частных случаев применения диодной логики с импульсными усилителями различных типов. Счетные триггеры предназначены для счета каждого импульса, приходящего на его счетный вход /или пропуска импульса в каждом управляющем такте/. Поэтому динамический счетный триггер должен работать только в синхронном режиме, и для него понятие статической характеристики лишено смысла. Динамические характеристики представляют собой зависимость величины выходного импульса от величины входных сигналов в одном такте. Но сигнал обратной связи появляется на входе только в такте, следующем за тактом, в котором действовал исходный входной сигнал. Поэтому внешние динамические характеристики триггеров, несмотря на наличие цепи обратной связи, представляют собой характеристики разомкнутых цепей, один из входных сигналов которых определяется состоянием триггера в предыдущем такте.

Блок-схема рассматриваемого счетного триггера изображена на рис.5а. Верхняя группа зачерненных диодов выполняет в этом триггере функцию логического умножения и потенциал на

ее выходе всегда равен наименьшему /по модулю/ из потенциалов входов a и x . Нижняя пара незачерненных диодов реализует функцию логического суммирования, потенциал ее выхода равен потенциалу наибольшего /по модулю/ из сигналов a и x .

В соответствии с выражением $x_r = ax + \bar{a}\bar{x}$, если сигналы a и x равны друг другу, потенциалы верхней и нижней группы диодов равны, перемагничивания сердечника не происходит и выход равен 1. Если один из сигналов a или x равен нулю, то потенциал верхней группы диодов также равен нулю, а потенциал нижней группы максимален, сердечник полностью перемагничивается и выход равен нулю.

Значение входного сигнала x можно рассматривать как параметр к каждой характеристике, которая будет представлять собой зависимость выходного сигнала от входного при постоянном значении сигнала обратной связи.

Точно также можно рассматривать характеристику, как зависимость значения выходного сигнала от значения сигнала обратной связи x при постоянном значении сигнала a , т.е. a рассматривать как параметр, так как сигналы a и x совершенно равноправны и симметричны.

Итак, $x_r = f(a, x)$

Пусть $x = 0$, тогда при $a = 0$, $x_r = 1$. При увеличении сигнала a /рассматриваем каждый раз новый импульс с увеличенной площадью, причем x каждый раз считаем равным нулю/ будет расти размагничивающий потенциал и x_r будет уменьшаться.

Форма характеристики вход-выход определяется характеристикой цепочки: инверторной характеристикой сердечника и повторительной характеристикой элемента ИЛИ, включенного в триггер, рис.5б.

При $x = 0,5$ выход достигнет величины 1, когда $a = 0,5$, а при значениях сигнала $a = 0$ и $a = 1$, будет создаваться одинаковый размагничивающий потенциал, вдвое меньший максимального, следовательно и $x_r = 0,5$ /центральная характеристика на рис.5б/.

При $x = 1$ и $a = 0$, $x_r = 0$, а с ростом сигнала a будет расти и x_r и при $a = 1$, $x_r = 1$, т.е. получим повторительную характеристику.

Таким образом, в зависимости от величины сигнала обратной связи, характеристика вход-выход триггера меняется от инверторной до повторительной, проходя все промежуточные стадии, как показано на рис. 5б.

По полученному семейству динамических характеристик можно проанализировать все возможные случаи работы и сбоев триггера. Например, пусть на триггер при $x = 1$ придет сигнал $a = 0,5$, тогда по рис. 5б, на выходе в следующий полупериод $x \approx 0,5$. Пусть опять приходит сигнал $a = 0,5$, но теперь у нас $x = 0,5$, поэтому $x_t = 1$ и т.д. Следовательно, если на вход триггера подать серию сигналов величиной 0,5, на выходе получим серию циклов: 0,5; 1; 0,5; 1 и т.д.

Считая параметром входной сигнал a , можно получить семейство характеристик $x_t = f(x)$ при различных значениях a 5в. Это семейство характеристик удобно тем, что по нему можно найти минимальный сигнал a , при котором триггер еще работает без сбоев. Об этом свидетельствует его устойчивая характеристика. На рис. 5в такой характеристикой еще является характеристика, где $a = 0,85$.

Счевидно зависимость выходного сигнала триггера от состояния его входов наиболее наглядно можно представить в виде поверхности, высота каждой точки которой зависит от значений a и x , рис. 5г. Эта поверхность ограничивается в пространстве кубом со сторонами, равными +1. Те семейства характеристик, которые мы рассматривали выше, получаются при сечении этой поверхности плоскостями параллельными $x_t x$, рис. 5в и параллельными $x_t a$, рис. 5б.

Для работы без сбоев, при нулевых и единичных сигналах все сечения этой поверхности гранями куба $0 \div +1$ должны иметь вид устойчивых характеристик, а при работе без сбоев при входных сигналах больших нуля и меньших единицы должны иметь устойчивую форму сечения плоскостями, проходящими на соответствующих расстояниях по соответствующим осям. Эти условия можно распространить и на динамические триггеры с большим, чем 2, числом входных переменных, характеристики вход-выход которых будут представлять собой гиперповерхности в n -мерном пространстве, где $(n-1)$ есть число входов триггера. Сечение этих гиперповерхностей-гранями n -мерных кубов с

координатами вершин $0,1/4$ должны иметь вид устойчивых характеристик вход-выход /отвечать условиям устойчивости/, а сечения этих гиперповерхностей плоскостями параллельными плоскостям n -мерных кубов, и проходящими внутри этих кубов, позволят определить допустимые отклонения сигналов от единиц и нулей при еще устойчивой работе триггеров.

Очевидно, что рассмотренные здесь методы построения внешних характеристик на примерах триггеров можно распространить и на другие типы последовательностных схем, которые представляют собой замкнутые контуры из последовательно включенных элементов.

То же можно сказать и о свойствах, вносимых способом суммирования сигналов в контурах с обратной связью. По-видимому, можно считать, что эти свойства не зависят от числа состояний последовательно включенных элементов и будут одинаково влиять как на внешние характеристики триггеров, так и на внешние характеристики других типов последовательностных схем, содержащих контуры обратных связей, сигналы которых суммируются с внешними сигналами.

ВЫВОДЫ :

На основании анализа, проведенного на примерах нескольких триггеров, типичных для наиболее распространенных в промышленной автоматике последовательностных схем и логических элементов, можно считать, что:

1. В общем случае для определения устойчивости последовательностных схем необходимо знать не только характеристику разомкнутых цепей /внутреннюю характеристику/ элементов, но и характеристику замкнутых цепей элементов по отношению к внешним сигналам входа и выхода, т.е. внешнюю характеристику.

2. Вид внешних динамических и статических характеристик триггеров и других последовательностных схем существенно зависит от способа суммирования сигналов в контурах обратной связи. В логических элементах существует два вида суммирования, определяющих два вида обратной связи.

а/ Диодное суммирование /напоминающее логическое суммирование/, при котором выходной сигнал суммирующей части элемента равен величине наибольшего из входных сигналов и не за-

висит от величины остальных сигналов входов.

б/ Арифметическое суммирование.

Э. При диодном суммировании входных сигналов в триггерах и других последовательностных схемах сигналы обратной связи не увеличивают коэффициент усиления внешних динамических характеристик схем по сравнению с коэффициентом усиления внутренних характеристик этих схем.

Во внешних статических характеристиках триггеров и других последовательностных схем может появляться релейный скачок, где $\frac{dy}{dx} \rightarrow \infty$. Этот скачок возникает в точке неустойчивого равновесия внутренней динамической характеристики разомкнутой цепочки элементов, составляющих схему, на вход которой воздействует управляющий сигнал.

Запас устойчивости последовательностных схем определяется наихудшими из внутренних характеристик, т.е. характеристиками отдельных последовательностных элементов и их каскадных цепочек, составляющих схему.

4. При арифметическом суммировании входных сигналов в триггерах и других последовательностных схемах, сигналы обратной связи резко увеличивают коэффициент усиления их внешних динамических характеристик, так что в характеристике может появиться неустойчивая область с отрицательным наклоном и релейный скачок. При этом запас устойчивости схем по нулю или по единице уменьшается.

Статические характеристики таких триггеров имеют релейный скачок при сигналах гораздо меньших абсциссы точки неустойчивого равновесия исходных внутренних характеристик триггеров. Поэтому наихудшими характеристиками триггеров с арифметическим суммированием сигналов являются их внешние характеристики, критические точки которых и должны использоваться при контроле триггеров.

5. На практике, в триггерах с диодным суммированием сигналов иногда из-за высокого сопротивления источников сигналов и неидеальности диодов, суммирование сигналов по своим свойствам может быть ближе к арифметическому суммированию, чем к идеальному диодному. Поэтому внешние характеристики таких триггеров должны контролироваться наряду с внутренними.

6. Статические и динамические характеристики синхронных триггеров не должны отличаться друг от друга в пределах

допустимых значений сигналов нуля и единицы. Поэтому синхронными сигналами можно считать импульсы не только определенной длительности, ритм которых совпадает с ритмом работы триггера, но и определенной величины, достаточной для полного переключения триггера за один такт.

7. Внешние динамические характеристики динамических триггеров, использующихся только в синхронном режиме, в частности счетных триггеров, совпадают с внутренними динамическими характеристиками этих триггеров, являющихся функциями от всех входов триггера, включая вход обратной связи.

Цитированная литература

1. Васильева Н.П., Гашковец И. Логические элементы в промышленной автоматике. Госэнергоиздат, 1962.
2. Васильева Н.П., Гашковец И. Простейшие последовательностные элементы /триггеры/ и реализация запоминающей части последовательностных функций на этих элементах. Автоматика и телемеханика, 1964, № 6.
3. Васильева Н.П., Гашковец И., Пильц З. Алгебраический метод определения функций возбуждения триггеров. Автоматика и телемеханика, 1967, №5.

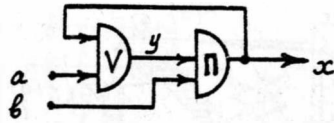
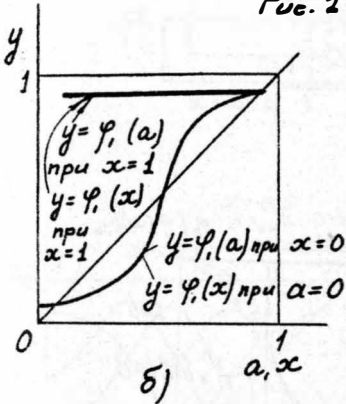
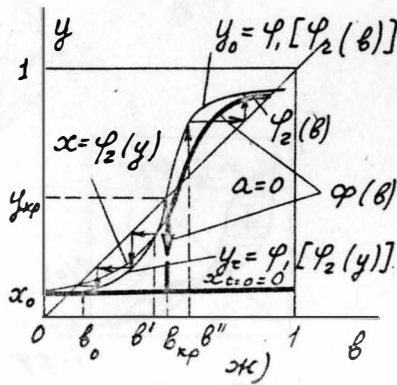
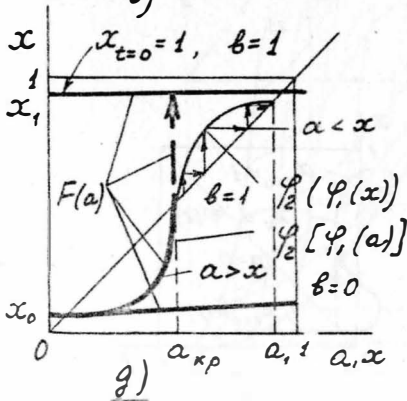
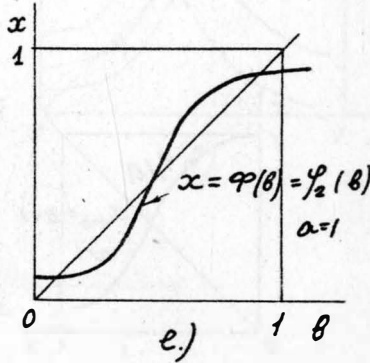
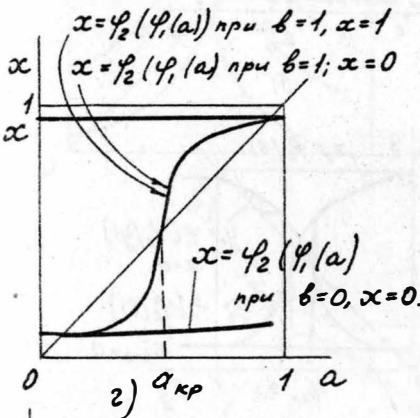
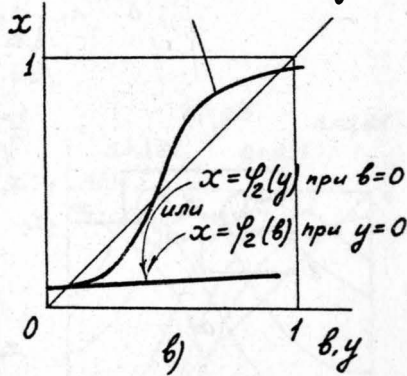


Рис. 1 а)



$x = \varphi_2(y)$ при $b=1$
 или $x = \varphi_2(b)$ при $y=1$



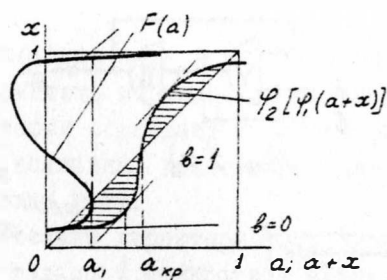
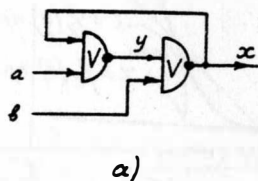
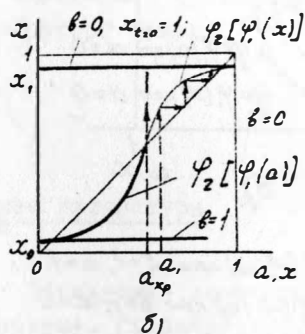


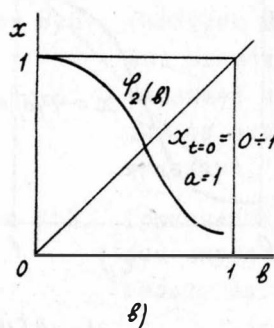
Рис. 2



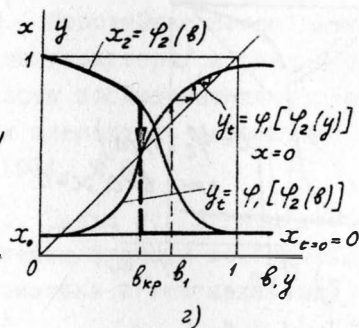
а)



б)

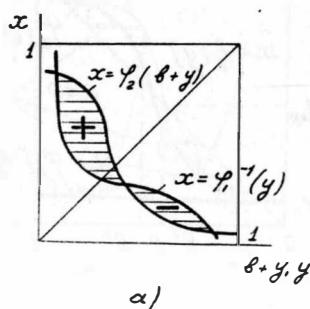


в)

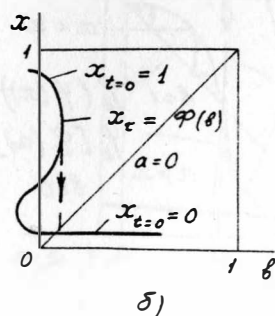


г)

Рис. 3

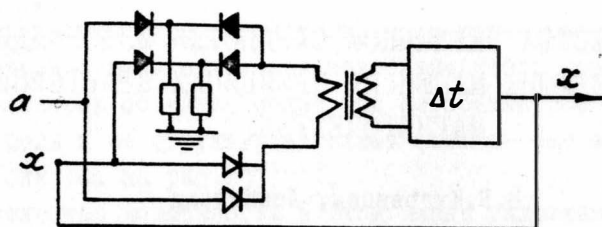


а)



б)

Рис. 4



a)

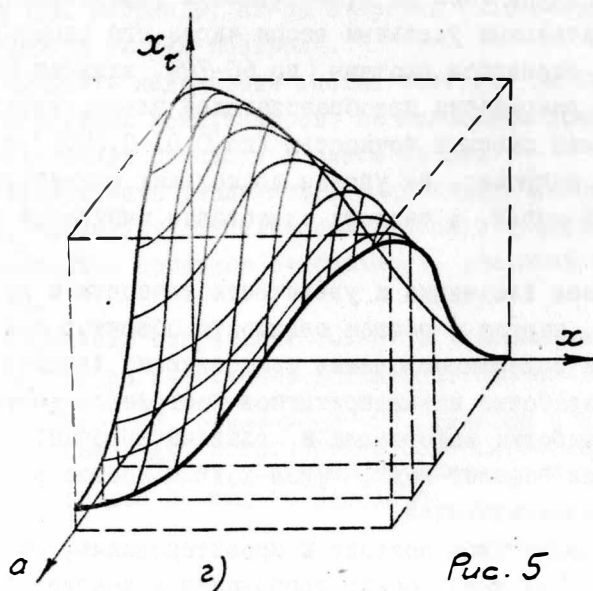
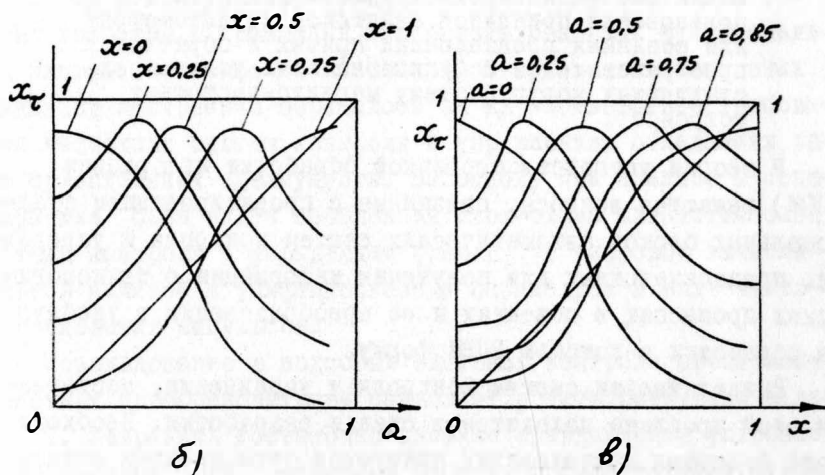


Рис. 5

УСТРОЙСТВА ПЕРВИЧНОЙ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ УПРАВЛЯЮЩИХ МАШИН НА ПРИНЦИПАХ КВАНТОВОЙ МАГНИТОМЕТРИИ

В.Б.Кудрявцев, Ленинград

Доклад посвящен вопросам совершенствования устройств контура первичной обработки информации систем контроля и управления при использовании принципов квантовой магнитометрии для создания прецизионных прямых и обратных преобразователей и функциональных узлов, представляющих новую систему магнито-частотных устройств.

В теории устройств первичной обработки информации (УПОИ) решаются вопросы, связанные с проектированием функциональных блоков автоматических систем контроля и управления, предназначенных для получения информации о технологических процессах в объектах и её преобразования в удобную для обработки с помощью ЭЦМ форму.

Раздел теории систем контроля и управления, посвященный этой проблеме находится в стадии разработки. Необходимость подобных исследований диктуется существенным влиянием параметров контура УПОИ на эффективность управляющих машин, а также значительным удельным весом числа его элементов от общего числа элементов системы (до 60-70%, включая ЦЕМ), необходимость разработки преобразователей электрических параметров с весьма высокой точностью (до 0,01-0,005%) и угловых перемещений, например, на уровне нескольких единиц угловых секунд или её долей, в частоту следования импульсов или в код.

Постоянная тенденция к увеличению точности и достоверности контроля, наряду с ростом сложности объектов приводит к необходимости совершенствования существующих технических средств и разработки новых принципов построения устройств первичной обработки информации и, главным образом, преобразователей типа "аналог-код", "угол-код" и соответствующих обратных преобразователей.

При иерархическом подходе к проектированию, развитому в работах В.М.Глушкова, общие требования к контуру УПОИ опре-

деляются с позиций требований к системам более высокого ранга. В связи с этим считается известным набор контролируемых параметров объекта, общий вид алгоритма работы системы контроля и её структурная схема (см. первые этапы алгоритма синтеза на рис.1)^{1,2,3}.

Определенные возможности в этом плане заложены в подходе к синтезу УПОИ с позиций комплексного проектирования преобразователей информации, линий связи, сравнивающих устройств и коммутаторов, однако наиболее радикальные решения заложены в принципах построения основных функциональных блоков. Основное внимание при совершенствовании этих принципов построения обращалось на их соответствие требованиям частотных систем контроля и управления, обладающих рядом существенных преимуществ. За основу при анализе и сопоставлении была взята обобщенная блок-схема автоматической системы контроля и управления (рис.2)^{*} с цифровой вычислительной машиной и унифицированным параметром в виде частоты следования импульсов.

Использование в подобных системах контроля прецизионных частотных преобразователей позволяет решить следующие задачи:

1. Устранить достаточно сложные сравнивающие устройства на постоянном токе, снижающие по ряду причин технологического характера, например, из-за старения (элементов и эталонов) точность систем контроля.

2. Повысить надёжность систем контроля за счет применения бесконтактных коммутаторов, не снижающих точности контроля при импульсных сигналах в линии связи.

3. Существенно увеличить потенциальную точность систем контроля, поскольку стабильность эталонов частоты превосходит на несколько порядков стабильность эталонов электродвижущей силы.

4. Упростить сопряжение объектовуправляющей машиной, так как частотная информация достаточно эффективно преобра-

Примечание. Рисунки, отмеченные (*), отнесены в приложение. Они будут использованы автором только в процессе доклада. В случае опубликования материала ссылка на них не делается.

зуется и кодируется для ввода в ЦВМ.

Это свидетельствует о весьма значительном влиянии частотных принципов построения УПОИ на все этапы синтеза устройств первичной обработки информации (рис. I), независимо от очередности, являющейся объектом особого исследования.

Естественным направлением совершенствования принципов построения частотных преобразователей типа "аналог-код" и "угол-код", составляющих основу контура УПОИ, явилось развитие в этих целях принципов ядерной спектроскопии, в истоках которой имеют начало первые приборы квантового типа (лазеры и мазеры радиотехнического диапазона).

В ядерной спектроскопии имеют дело с атомными константами, например, в виде гиромагнитного отношения ядра или электрона^{3,9}. Использование в целях преобразования таких констант является логическим развитием техники частотного преобразования, нашедшего отражение в работе по созданию прецизионных электромеханических преобразователей на камертонных и струнных генераторах, а также кварцевых осцилляторах^{3,4,7,12}.

В результате анализа различных видов взаимодействия спиновых частиц вещества, находящегося в различных агрегатных состояниях, с магнитным и электрическим полем (рис. 3*), было показано, что для построения прецизионных преобразователей целесообразно использовать некоторые разновидности нестационарных методов ядерного магнитного резонанса — двойной оптический резонанс (при нормальных температурах) и свободную прецессию (в криогенном варианте), поскольку они обеспечивают возможность прецизионных измерений слабых и сверхслабых магнитных полей. Последнее обстоятельство, в частности, способствует созданию частотных квантовых преобразователей с весьма высоким входным сопротивлением, малой шириной линии ΔH и абсолютной линейностью выходной характеристики —
ки^{3,9}

$$f = K H_{\Sigma} \quad , \quad (I)$$

где H_{Σ} — модуль напряженности магнитного поля, создаваемого с помощью контролируемых сигналов в зоне спиновой системы;

f - частота на выходе преобразователя.

Частоты сигналов, получаемые на выходе спиновых систем лежат в диапазоне от нескольких кГц до 1-1,5 МГц^{2,10}, удобным для построения быстродействующих систем автоматического контроля.

На рис.2 показана блок-схема устойчивого к внешним помехам квантового преобразователя, построенного по дифференциальной схеме на двух частотных датчиках^{1,7}.

В квантовых частотных датчиках используется явление двойного оптического резонанса атомов одного из щелочных металлов (рубидия, цезия, калия), пары которых находятся в замкнутом термостатированном объеме-камере поглощения⁴ (рис.3)^{9,11}. Камера поглощения облучается источником излучения 1 с поляризованным светом на резонансной длине волны через поляризатор 2. Интенсивность светового потока, фиксируемого фотодиодом 6, установленного на выходе камеры поглощения, изменяется, если на вспомогательный соленоид 5, расположенный вокруг камеры поглощения, подать от внешнего источника напряжение с частотой, удовлетворяющей условию (1). Более детально конструкция такого датчика в дьдаре изображена на рис.4⁸.

Дифференциальная схема преобразователя позволяет исключить влияние магнитного поля Земли и резко снизить требования к коэффициенту экранирования системы, причем в ряде случаев экран может быть вообще исключен¹¹.

Каждый из частотных датчиков может быть охвачен цепью положительной обратной связи с усилителями I3 и I5, в результате чего на их выходах в установившемся режиме работы и при отсутствии сигнала на входе генерируются гармонические напряжения вполне определенных, например, равных частот.

Остальные блоки в режиме преобразования электрических сигналов не используются.

По указанной схеме может быть также построен частотный измеритель фазовых сдвигов, если каждый из датчиков возбуждать сигналами с сопоставляемыми фазами блока I9 (рис.2).

При подключении магнитного контура в виде колец Гельмгольца 4 или 3 одного из датчиков к источнику контролируемого тока частота этого датчика меняется из-за изменения на-

пряженности поля. Постоянная магнитного контура возбуждения при использовании колец Гельмгольца на кварцевых рамках может иметь стабильность порядка $2 \cdot 10^{-5}$ и лучше, в результате чего девиация частоты датчика и резонансная частота на выходе дифференциальной схемы I7 определяется, в основном, величиной контролируемых сигналов^{6,11,12}.

При контроле напряжений основную погрешность вносит нестабильность добавочных сопротивлений, включенных последовательно с кольцами Гельмгольца. Использование прецизионных манганиновых сопротивлений класса 0,005 разработки фирмы "Вибратор" ограничивает эту погрешность величиной $6-7 \cdot 10^{-3}\%$ в течение нескольких месяцев непрерывной работы.

Если оба частотных датчика возбудить с помощью колец Гельмгольца 4 и 9 некоторым током, то при развороте одного из них относительно исходного состояния вновь появится сигнал разностной частоты. Это объясняется тем, что вспомогательные магнитные поля H_0 и $H_{0\gamma}$ образуют с полем Земли T векторную сумму $B_1, B_2(B_\gamma)$ (рис.4), причем модули векторов (например, B_1 и B_2) в зоне каждого из частотных датчиков при их взаимных перемещениях оказываются разными.

Так как достигнутая чувствительность квантовых магнитометров составляет не менее $0,01 \gamma$ ($1\gamma = 10^{-5}$ э), то при поле в объеме порядка 50000γ чувствительность по углу оказывается равной $2 \cdot 10^{-7}$, что соответствует сотым долям угловой секунды^{5,13}.

Таким образом, изображенная на рис.2 блок-схема дифференциального типа при ином конструктивном оформлении преобразуется в прецизионный измеритель относительных угловых перемещений двух расположенных рядом датчиков.

Исходя из векторной диаграммы на рис.4, изменение модуля вектора B при повороте одного из датчиков равно:

$$\Delta B^2 = \Delta(B_1 - B_2) = \sqrt{\left[H_r^2 + H_0^2 \left(1 - \frac{H_0 \Delta \alpha}{H_r + H_0 \Delta \alpha} \right)^2 \right] \frac{(H_r + H_0 \Delta \alpha)^2}{H_r^2} + H_0^2} B_2, \quad (2)$$

где $\Delta\alpha$ - приращение угла поворота вектора H_0 в горизонтальной плоскости,

$H_r = T \cos I$, $H_B = T \sin I$, причем I - угол наклона вектора T к плоскости xoy .

В качестве допущения при выводе формулы (2), (а ниже и для формул 3 и 4) принято, что в исходном полемании системы калибровкой можно добиться равенства векторов B_1 и B_2 (путем подстройки поля с помощью источника поля I_4).

Дополнительные угловые перемещения валов 1 и 2 на углы $\Delta\beta$ и $\Delta\delta$ также приводят к изменению величины модуля, которое находится аналогичным путем:

$$\Delta B^\beta = \sqrt{\left[H_B^2 + H_0^2 \left(1 - \frac{H_0 \Delta\beta}{H_B + H_0 \Delta\beta} \right)^2 \right] \frac{(H_B + H_0 \Delta\beta)^2}{H_B^2}} - B_2, \quad (3)$$

$$\Delta B^\delta = \sqrt{\left[H_B^2 + H_0^2 \left(1 - \frac{H_0 \Delta\delta}{H_B + H_0 \Delta\delta} \right)^2 \right] \frac{(H_B + H_0 \Delta\delta)^2}{H_B^2}} - B_{2\delta}, \quad (4)$$

где $H_{0\delta}$ - напряженность поля, создаваемого контурами 3 и 8 (контур 3 и 8 используются только при преобразовании угла δ).

На рис.5 показано, что в реальных прецизионных конструкциях, при преобразовании малых угловых перемещений неидеальность опор валов и наличие незначительных углов $\Delta\beta$ и $\Delta\delta$ весьма существенно сказывается на точности преобразования угла $\Delta\alpha$ в код. Здесь для частного случая при $T = 5 \cdot 10^4$ гамм, $I = 72^\circ$, вычислены значения разности модулей векторов по формулам 2 и 3 (кривые α и β) и величина разности модулей при наличии перемещений как по углу α , так и по углу β (кривые $\alpha + \beta$) при $\alpha = \beta$ и $\alpha = 0,5\beta$.

Степень изменения величины ΔB^α в функции от β , а ΔB^β от δ при прецизионных измерениях столь велика, что для разделения сигналов по углам α и β (или β и δ) необходимо применять специальную методику.

Так, используя соотношения 2 и 3, можно найти, что при контроле углов α и β определенных значениях величин H_r и H_B

$$\Delta B_1^\alpha = \left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_1 \Delta \alpha + \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_1 \Delta \beta, \quad (5)$$

а при измененном значении одной из составляющей опорного поля H_B (за счет подачи тока в магнитную систему 5)

$$\Delta B_2^\alpha = \left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_2 \Delta \alpha + \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_2 \Delta \beta. \quad (6)$$

Значения приращений углов α и β здесь приняты неизменными.

Соответственно, при контроле угла γ :

$$\Delta B_1^\gamma = \left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_3 \Delta \alpha + \left(\frac{\partial B}{\partial \gamma}\right)_1 \Delta \gamma \quad (7)$$

$$\Delta B_2^\gamma = \left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_4 \Delta \alpha + \left(\frac{\partial B}{\partial \gamma}\right)_2 \Delta \gamma, \quad (8)$$

где $\frac{\partial B}{\partial \alpha_i}, \frac{\partial B}{\partial \beta_j}, \frac{\partial B}{\partial \gamma_k}$ - частные производные от выражений 2, 3, 4 по координатам α, β, γ при исходном и измененном значении составляющей H_B .

Дифференцируя функцию 2 по α , а функции 3 и 4, соответственно по β и γ , получим, что при частичной компенсации поля искомый угол α определяется в общем виде по частотам Δf_1 и Δf_2 ($\Delta f_i = K \Delta B_i^\gamma$) следующим образом:

$$\alpha = \frac{1}{K} \cdot \frac{\Delta f_1 \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_2 / \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_1 - \Delta f_2}{\left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_1 \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_2 / \left(\frac{\partial B}{\partial \beta}\right)_1 - \left(\frac{\partial B}{\partial \alpha}\right)_2}, \quad (9)$$

При 50% компенсации вертикальной составляющей, подставляя в формулу 9 значения производных из формул 2 и 3, получим:

$$\alpha = (3,7 \Delta f_1 - 2,64 \Delta f_2) \cdot 10^{-3} \quad (10)$$

Если конструкция выполнена достаточно тщательно и биение валов близко к нулю ($\Delta \beta = \Delta \gamma = 0$), то процесс преобразования взаимного углового положения в код существенно упрощается. При этом он сводится к измерению приращения модуля вектора ΔB_1 , осуществляемому путём однократного определения разности частот двух квантовых датчиков при выключенных ком-

пенсационных магнитных системах.

Исследование возможности повышения эффективности датчиков протонно-прецессионного типа (ППД) путём глубокого охлаждения рабочего вещества и приёмных элементов показывает, что в подобных конструкциях можно достигнуть весьма значительных преимуществ перед обычными датчиками протонно-прецессионных магнитометров. (См.таблицу I^{*}).

В криогенных конструкциях частотных датчиков достигается увеличение отношения "сигнал-шум", повышение быстродействия, а также резкое уменьшение потребляемой на поляризацию мощности, что связано с уменьшением тепловых шумов и ростом магнитной восприимчивости рабочего вещества в виде сжиженных газов ^{5,13}.

На рис.6 показаны три типа криогенных измерителей, условия работы которых совпадают с условиями работы криотронов: дьюар, охлажденная приёмная обмотка, поляризующийся сжиженный газ. Указанные измерители при замораживании поля обеспечивают контроль мгновенных значений электрических величин, генерирование стабильных колебаний и измерение составляющих магнитного поля ¹³.

Для расчета прецизионных магнитных систем рассмотренных выше устройств разработан общий алгоритм расчета при произвольной форме огибающей возбуждающего контура $y = f(x)$, исходя из общего выражения для напряженности кругового контура через полиномы Лежандра:

$$H_x = \frac{I_0 \sin^2 \psi}{\rho_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{z}{\rho_0} \right)^{n-1} P_n(\cos \psi) \left[\cos \Theta P_n(\cos \Theta) + \frac{\sin^2 \Theta}{n} P'_n(\cos \Theta) \right]$$

$$H_y = f \left[y, \rho_0, P_n(\cos \psi), P_n(\cos \Theta) \right] \quad (11)$$

В алгоритме, в отличие от известных приёмов расчета, уточнена дискретность обмотки - её шаг и неравномерное распределение по сечению (рис.5^{*}). Примеры расчетов показывают, что использованием предложенного алгоритма удаётся уточнить значение напряженности и градиенты, так как точность расчетов поля должна соответствовать высокой точности гироманитного отношения.

Используя известные выражения для определения отношения "сигнал-шум" в спиновых системах¹⁰, определены их конкретные

значения для ряда конструкций квантовых датчиков, изображенных на рисунке 6^х (Здесь 1 и 2 - источник излучения и рефлектор, 3 - контур для создания опорного поля, 4 и 5 - квантовые датчики, 6 - контура, возбуждаемые контролируемым сигналом).

В указанных конструкциях использованы в различных сочетаниях соленоиды, кольца Гельмгольца и различные виды оптических систем, характеризуемые различной конструктивной сложностью γ_i . Минимальными габаритами и лучшими показателями обладает последняя конструкция преобразователя.

Для неё был определен вид индикатриссы сдвига частоты из-за помех $\Delta \nu_n^f = f(|\vec{B} + \vec{\Pi}|)$, где B - модуль вектора напряженности поля в зоне датчика, Π - сигнал помехи, действующий под некоторым углом α_0 к этому полю.

По полученным данным предложен алгоритм расчета преобразователей по техническим требованиям к ним (рис. 7^х).

В таблице I приведен перечень вариантов магнито-частотных устройств, проанализированных для различных вариантов исполнения.

В ы в о д ы

1. Разработаны основы построения преобразующих устройств контура первичной обработки информации ЦВМ на принципах квантовой магнитометрии, позволяющие повысить (по сравнению с существующими устройствами) точность преобразования электрических параметров и угловых перемещений в код. Созданы новые типы прецизионных преобразующих устройств, использующих нестандартные методы ядерного магнитного резонанса и константы радиоспектроскопии, известные с точностью $2 \cdot 10^{-3}\%$.

2. Теоретически и экспериментально показана возможность увеличения эффективности преобразования при использовании новых физических принципов, до сих пор не применявшихся в системах контроля и управления. В качестве основного узла преобразователей использованы магнитные мазеры, обладающие наиболее высокой чувствительностью в области сверхмалых магнитных полей. Для увеличения эффективности преобразования были использованы также эффект глубокого охлаждения и новые способы получения сигналов ядерного резонанса в криогенных конструкциях.

3. Разработана методика аналитического расчета канала преобразования электрических параметров в код по заданным требованиям к точности преобразования, к длительной стабильности и быстродействию. Указанная методика может быть использована для анализа различных конструкций магнитных систем, определяющих, в основном, габариты и вес различных вариантов устройств преобразования.

4. Возможности магнитометрических принципов построения устройств контура первичной обработки информации проиллюстрированы также рядом новых конструкций функциональных узлов широкого назначения (типа преобразователя фазы, усилителя, обратного частотного преобразователя, эталонного генератора переменной частоты и др.), представляющих новую систему магнито-частотных устройств.

В заключение автор считает своим долгом выразить признательность за ряд ценных советов и помощь в работе профессорам А.П.Лысенко, Н.М.Тищенко, кандидатам технических наук А.Я.Ротштейну, А.Н.Козлову, сотрудникам ОКБ МГ СССР и Института Земного магнетизма АН СССР.

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Н.М.ТИЩЕНКО, А.П.ЛЫСЕНКО, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, "Квантовые преобразователи для частотных систем контроля и управления", Труды юбилейной конференции МАИ, 1967.
2. Г.М.ГНЕДОВ, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, "Основы автоматизации систем контроля и управления", Изд.ЛВИКА им.А.Ф.Можайского, 1965.
3. А.П.ЛЫСЕНКО, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, "Цифровые преобразователи аналоговых величин". Сб. "Вопросы проектирования систем автоматического контроля и управления", ЛВИКА им.А.Ф.Можайского, 1966.
4. В.Б.КУДРЯВЦЕВ, "Частотный датчик для систем автоматической обработки информации", Авторское свидетельство № 190239, 1964.
5. В.Б.КУДРЯВЦЕВ, А.Я.РОТШТЕЙН, "Способ преобразования углового положения вала в частоту следования импульсов", Авторское свидетельство № 197295, 1967.
6. В.Б.КУДРЯВЦЕВ, Ю.Ш.КУШНЕР, "Устройство для автоматического контроля частоты следования импульсов", Авторское свидетельство № 187105, 1967.

7. Н.Т.МИЛОХИН. "Камертонный электронно-механический спусковой регулятор", Авторское свидетельство № 171800, 1964.
8. Bloom A. Appl. Optics , 1 , 1962
9. А.Н.КОЗЛОВ. "Цезиевый магнитометр". Сб. "Геофизическая аппаратура", изд.Недра, вып.24, 1965.
10. Н.М.ПОМЕРАНЦЕВ, В.М.РЫЖКОВ, Г.В.СКРОМНИЙ, "Квантовая магнитометрия", изд.Недра, вып. 33, 34, 1968.
11. А.П.ЛЫСЕНКО, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, А.Я.РОТШТЕЙН. "Способ измерения составляющих магнитного поля". Авторское свидетельство № 218995, 1968.
12. Н.Г.ЩЕРБАКОВ, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, "Устройство для подстройки частоты кварцевых резонаторов". Авторское свидетельство № 195501, 1967.
13. А.П.ЛЫСЕНКО, В.Б.КУДРЯВЦЕВ, А.Я.РОТШТЕЙН. "Частотный датчик". Авторское свидетельство № 211364, 1968.

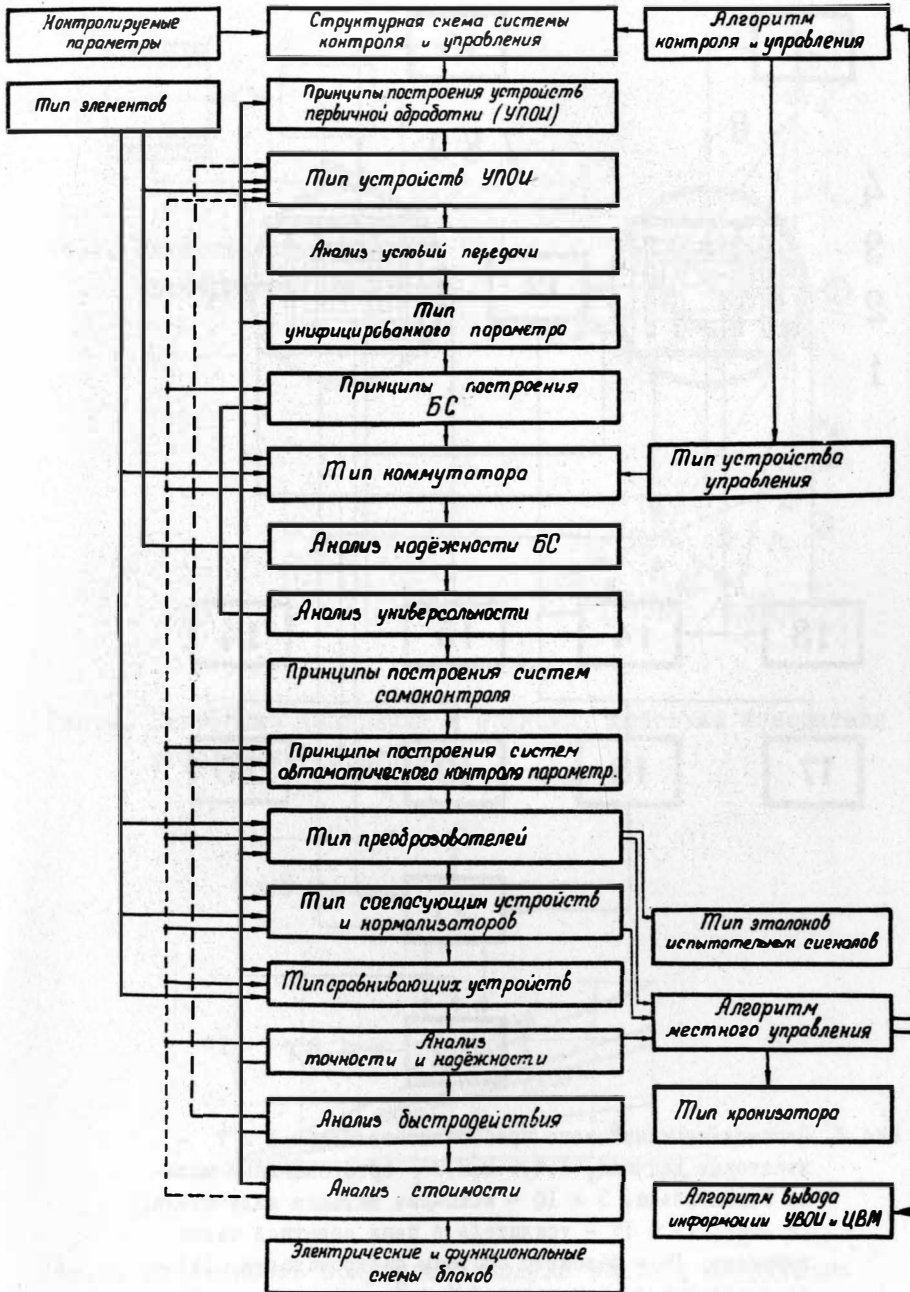


Рис. I. Этапы синтеза устройств контура первичной обработки информации.

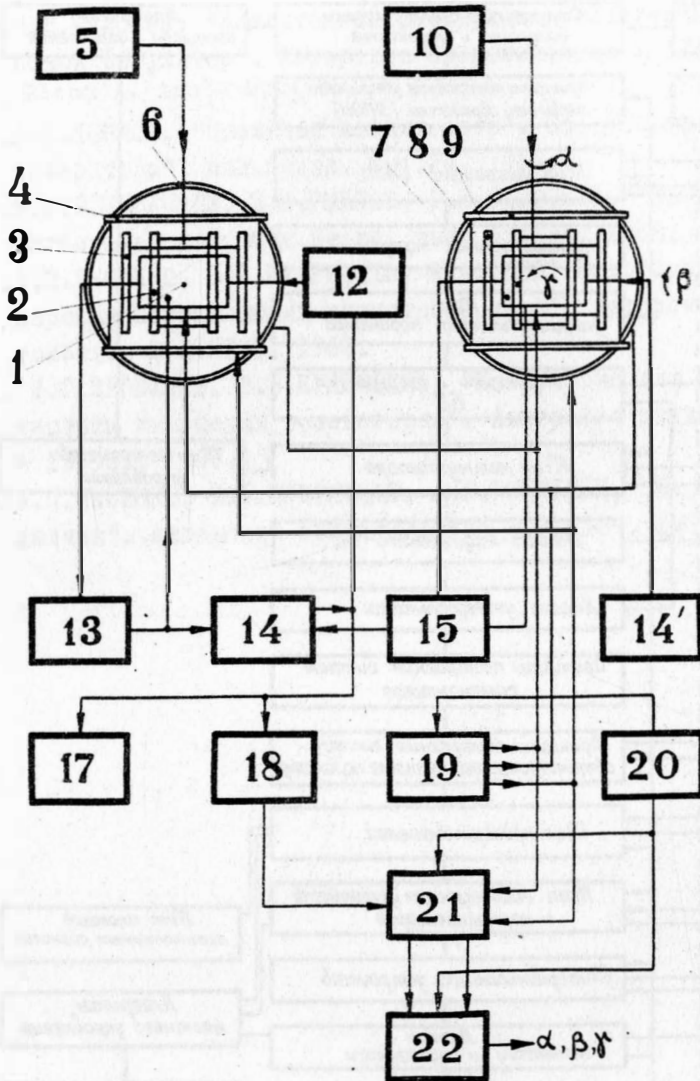


Рис.2. Блок-схема квантового преобразователя: поз.1 и 7 - квантовые датчики, 3,4,6 и 8,9 - ортогональные кольца Гельмгольца, 5 и 10 - источник питания излучателя, 12 - ФНЧ, 13 и 15 - усилитель в цепи обратной связи датчиков, 14 - фазометр системы синхронизации. 14' - блок для подстройки модулей B_1 и B_2 , 19 - формирователь и блок выделения разности частот двух датчиков, 17 - корректор, 18 - фильтр низкой частоты, 19 - генератор низкой частоты, 20 - программный блок, 21 - регистратор, 22 - вентиль.

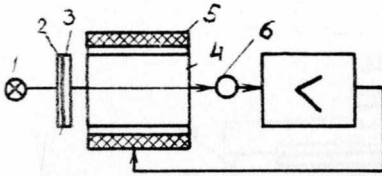


Рис.3. Элементы конструкции преобразователя.

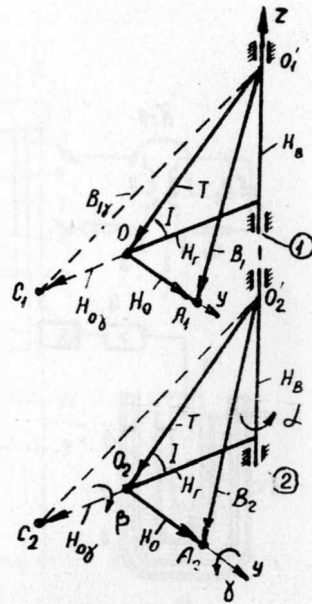


Рис.4. Векторная диаграмма к принципу действия измерителя угловых перемещений.

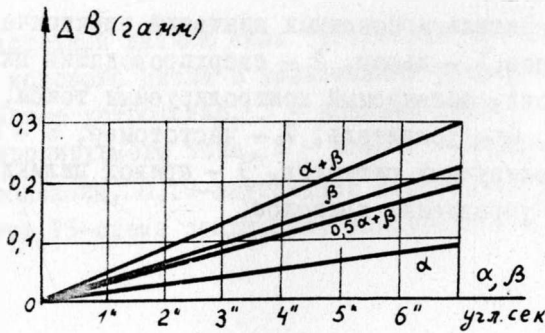


Рис.5. Зависимость приращения модуля вектора магнитного поля от углов поворота.

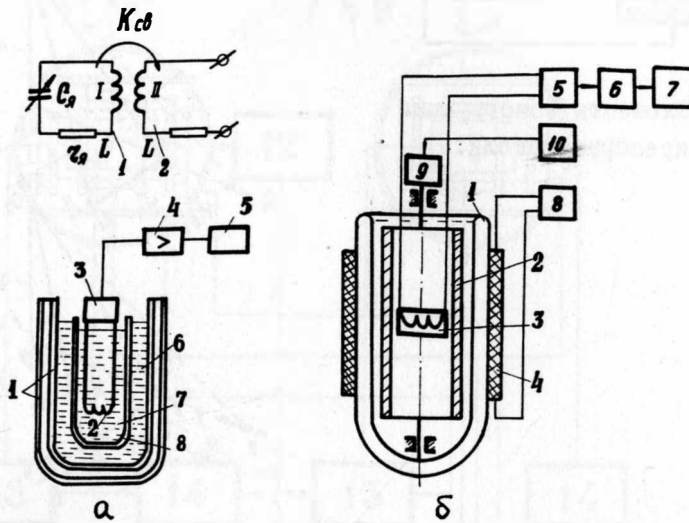
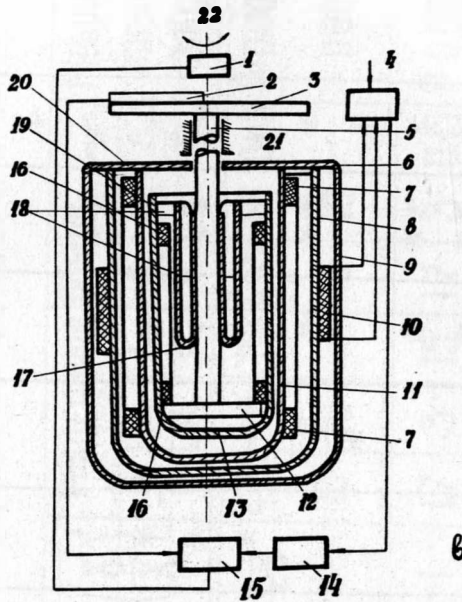


Рис.6^а. Криогенный измеритель напряженности H_c (поз.1 - теплоизоляция, 2 - охлажденная рабочая обмотка, 3 - предусилитель сигнала прецессии, 4 - усилитель, 5 - частотомер, 6 - жидкий азот, 7 - жидкий водород, 8 - внутренний дьюар).

Рис.6^б - Измеритель мгновенных значений электрических сигналов (поз.1 - дьюар, 2 - сверхпроводящий цилиндр, 3 - соленоид, обтекаемый контролируемым током, 5 - коммутатор, 6 - усилитель, 7 - частотомер, 8 - источник контролируемых сигналов, 9 - привод цилиндра, 10 - схема управления приводом).



$$\frac{\beta_{не}}{\beta_{н}} = \frac{\gamma_{не}}{\gamma_{р}} \left(\frac{N_{не}}{N_{р}} \cdot \frac{Z_{к}}{Z_{кне}} \cdot \frac{T_0}{T} \cdot \frac{T_{2не}}{T_2} \right)^{\frac{1}{2}}$$

Рис.6в - Частотный датчик типа "угол-частота" (поз.1 - привод кодового диска с уменьшенной разрядностью, 2 - считывающее устройство, 3 - кодовый диск, 4 - источник контролируемого тока, 5 - вал, 6 - корпус датчика, 7 -соленоид, 8,19-внутренние дьюары, 16-подвижный контур,15-схема сравнения, управляющая приводом 1.)

Табл. 1

КЛАССИФИКАЦИЯ МАГНИТОМЕТРИЧЕСКИХ УПОИ

ТИП УСТРОЙСТВ	ЯДЕРНО-ПРЕЦЕССИОННЫЕ (С ^Я)				КВАНТОВЫЕ (С ^К)			
	ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ		ЭКРАНИРОВАННЫЕ		ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ		ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ	
	НОРМ. °С	КРИОГЕННЫЕ	НОРМ. °С	КРИОГЕННЫЕ	НОРМ. °С	КРИОГЕННЫЕ	НОРМ. °С	КРИОГЕННЫЕ
УСИЛИТЕЛИ = ТОКА		*		*	*	**	*	**
УСИЛИТЕЛИ ≈ ТОКА					*	**	*	**
СТАБИЛИЗАТОРЫ ТОКА		*			*	**	*	
СТАБИЛИЗАТОРЫ ПОЛЯ		**		*			*	
ГЕНЕРАТОРЫ КОЛЕБАНИЙ		**		**	*	**	*	
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ „ТОК-ЧАСТОТА“	**	*	*	*	*	**	**	*
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ „УГОЛ-ЧАСТОТА“	**	**	*	*	*	**	**	*
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ „ФАЗА-ЧАСТОТА“		*	*	*	*	*	*	*
ОБРАТНЫЕ ЧАСТОТНЫЕ ПРЕОБР		*			*	**	**	**
ИЗМЕРИТЕЛИ СВЕРХСЛАБЫХ ПОЛЕЙ	*	**					*	
ИЗМЕРИТЕЛИ СОСТАВЛЯЮЩИХ МП		**						
СИНХРОННО-СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ		**					**	

* * — С ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТЬЮ

Отношение факторов сигнал-шум и амплитуд сигналов ППД при глубоком охлаждении

Цеплоагент	Образец		$\frac{300}{T_{кат}}$	$\frac{300}{T_{обр}}$	$\left(\frac{\chi}{\chi_0}\right)^3$	Разделенная катушка			Общая катушка			Мощность поляр- зации
	Т°К	Наимен.	Т°К			$\frac{A_u}{A_{u_0}}$	$\frac{A_p}{A_p}$	$\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_c}$	$\frac{A_u}{A_{u_0}}$	$\frac{A_p}{A_p}$	$\frac{\varepsilon_c}{\varepsilon_c}$	
Гелий He ⁴	4	Гелий He ³	4	75	$\frac{1}{25}$	$4,35 \times 10^{-4}$	$1,6 \times 10^9$	3	$4,35 \times 10^2$	1,6	0,03	$P=0,0001P_0$ = 0,0026т
Гелий He ⁴	4	Водород H ¹	15	75	1	$1,7 \times 10^{-4}$	3×10^{12}	15	$1,7 \times 10^4$	3	0,15	$P=0,0001P_0$ = 0,0026т
Водород H ¹	20	Водород H ¹	20	15	1	9×10^{-3}	$8,1 \times 10^6$	15	270	9	0,5	$P=0,001P_0$ = 0,026т

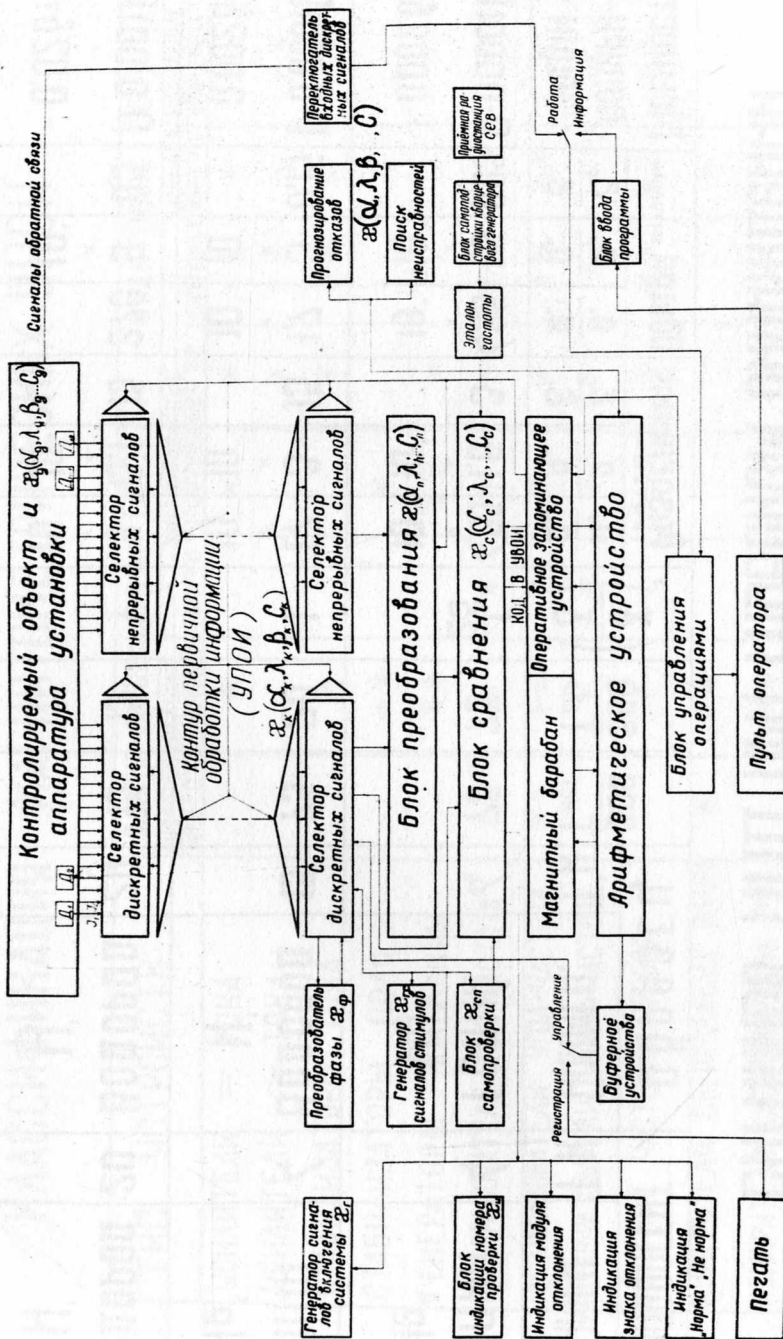
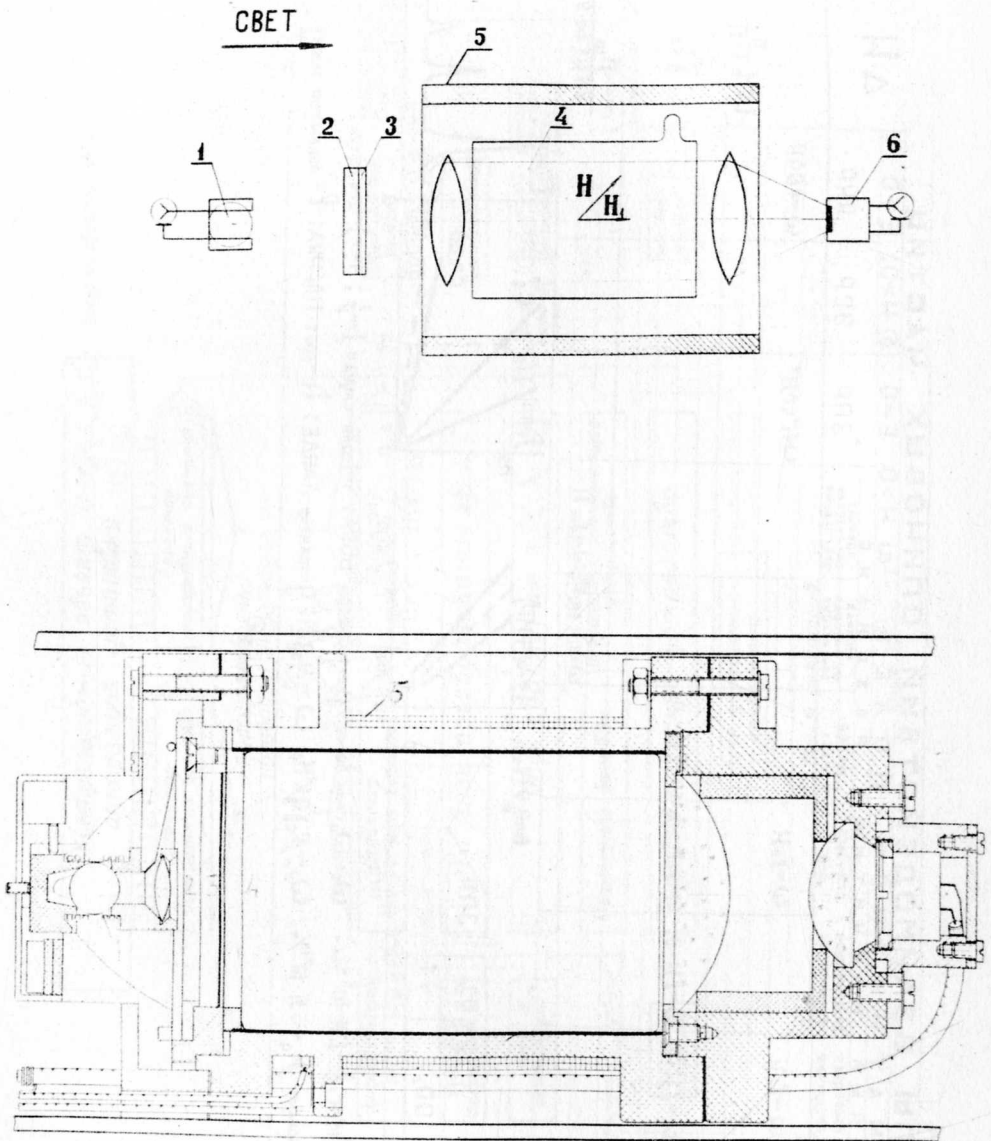
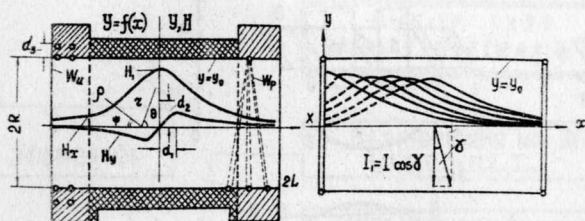


Рис. 2*

Рис. 4[⊕]



$$H_x = \frac{I_0 \sin^2 \varphi}{\rho_0} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{z}{\rho_0} \right)^{n-1} P'_n(\cos \varphi) \left[\cos \theta P_n(\cos \theta) + \frac{\sin^2 \theta}{n} P'_n(\cos \theta) \right] ; \quad 1.$$

$$H_y = \frac{I_0 \sin^2 \varphi}{\rho_0^2} \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{z}{\rho_0} \right)^{n-2} P'_n(\cos \varphi) \left[P_n(\cos \theta) - \frac{\cos \theta}{n} P'_n(\cos \theta) \right] ; \quad 2.$$

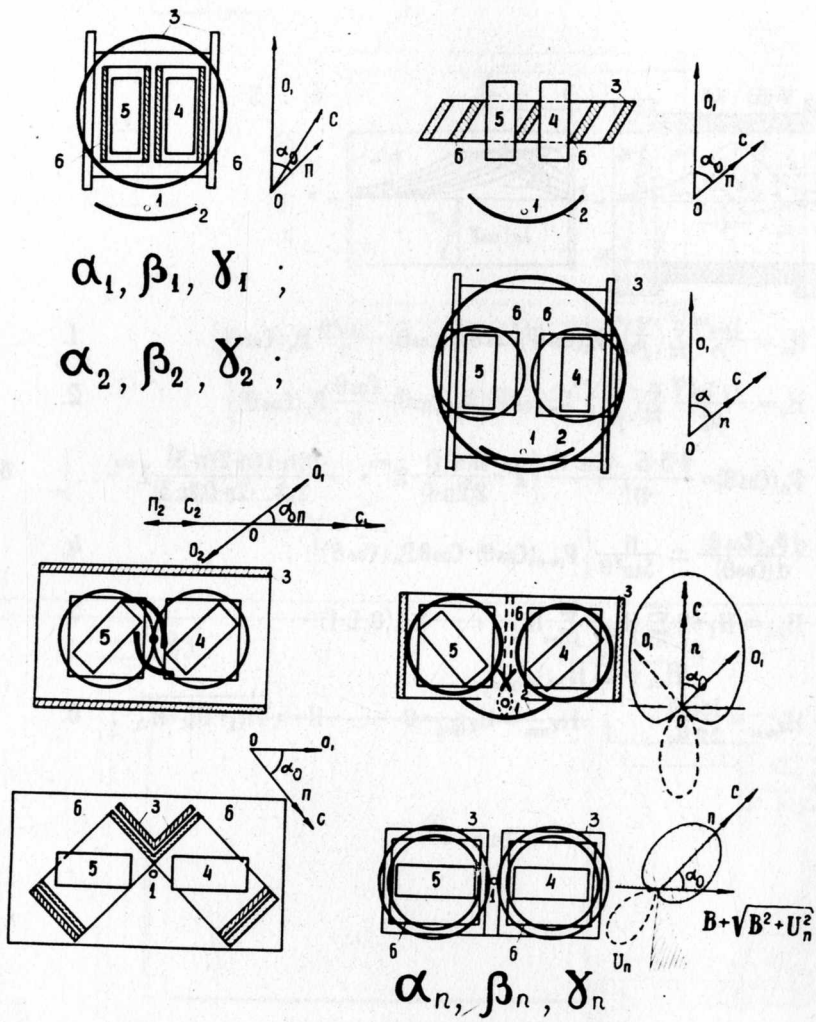
$$P_n(\cos \theta) = \frac{1 \cdot 3 \cdot 5 \dots (2n-1)}{n!} \left\{ z^n - \frac{n(n-1)}{2(2n-1)} \cdot z^{n-2} + \dots + \frac{n(n-1)(n-2)(n-3)}{2 \cdot 4 \dots (2n-1)(2n-3)} z^{n-n} - \dots \right\}, \quad 3.$$

$$\frac{dP_n(\cos \theta)}{d(\cos \theta)} = \frac{n}{\sin^2 \theta} \left[P_{(n-1)}(\cos \theta) - \cos \theta P_n(\cos \theta) \right] ; \quad 4.$$

$$H_{xz} = H_1 + 2 \sum_{i=2}^{L+K} H_{xi} + \sum_{j=L+K+1}^{L+K+L} H_{xj} ; \quad K \in (0, L-1) \quad 5.$$

$$H_{xz} = \sum_i^n H_{xiK} |_{y=\text{const}} \\ H_{z_{\text{max}}} = \frac{I_0 \sin \delta}{2\pi y_0} ; \quad H_{z_{\text{min}}} = H_z' |_{y=0} = 0 \quad H = \sqrt{H_{xz}^2 + H_{yz}^2 + H_{tz}^2} ; \quad 6.$$

Рис. 5[⊗]

Рис. 6[⊕]

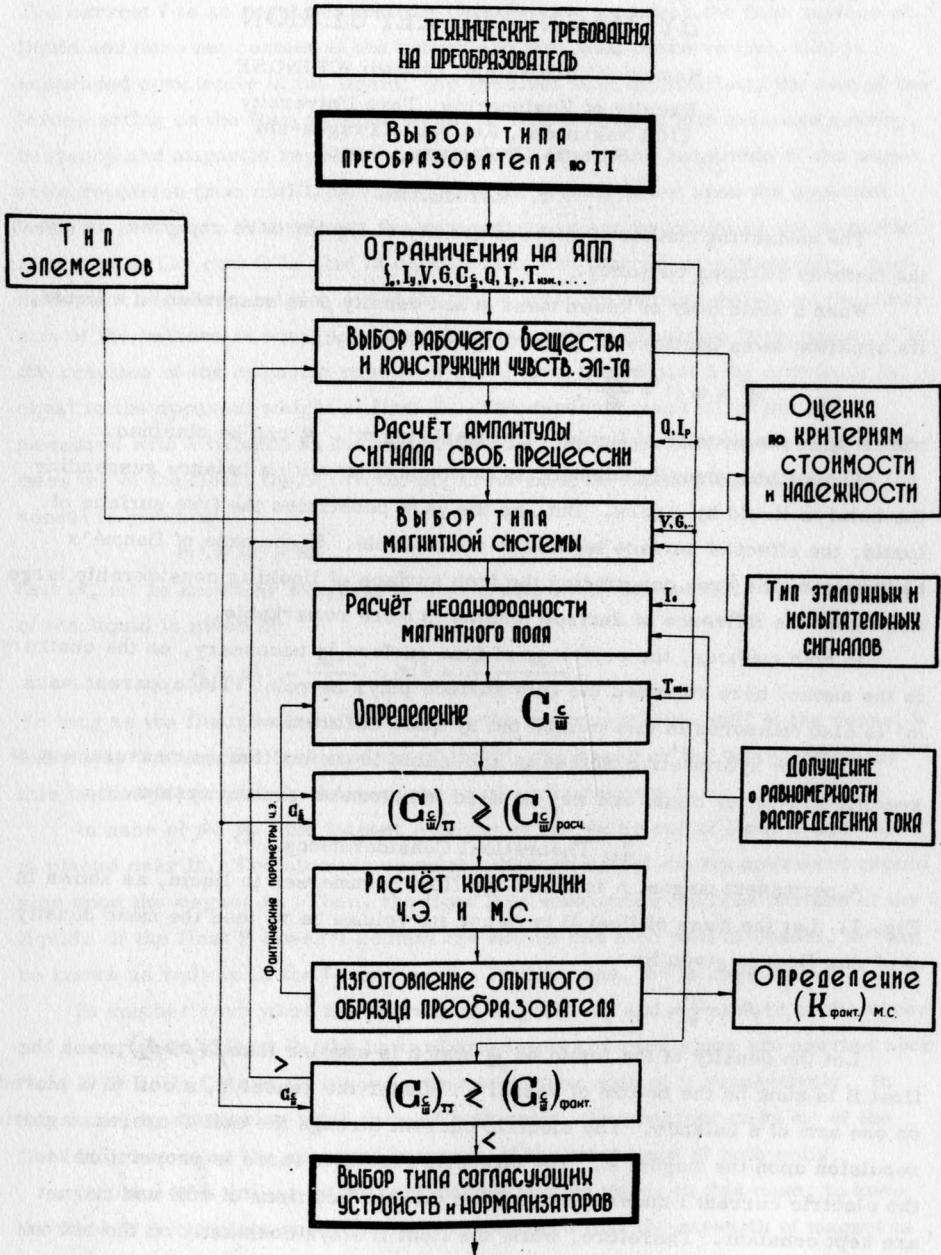


Рис. 7*

THE MEASUREMENT OF SPECIFIC GRAVITY BY MAGNETIC REPULSION

Kamekichi SHIBA and Tadashi ICHINOSE

Faculty of Engineering, Toyo University
2100 Nakanodai, Kujirai, Kawagoe-shi
Saitama Prefecture, Japan

1. Introduction

The measuring method of specific gravity of liquid, here reported, is one of the methods utilizing buoyancy.

When a solid body of known mass m and density ρ is suspended in a liquid, its apparent mass becomes m' according to buoyancy:

$$m' = m \left(1 - \frac{\rho_2}{\rho}\right),$$

where ρ_2 is the density of liquid. By measuring m' , ρ_2 can be obtained.

The method, usually adopted, is to measure m' with a balance suspending the solid in liquid by a yarn. But, as the yarn penetrates the free surface of liquid, the effect of surface tension is unavoidable. In the case of Baumé's hydrometer, the area penetrating the free surface of liquid is considerably large and hence the influence of surface tension is more remarkable.

In both methods, the existence of free surface is necessary, on the contrary, in the method here reported the free surface plays no role. The apparent mass m' is also measured in this method but by quite different way.

The new hydrometric method is applicable to the continuous measurement of specific gravity of liquid and may be used in automatic control system.

2. Theoretical Considerations

A permanent magnet A is put in the float B immersed in liquid, as shown in Fig. 1. Let the mass of float B be m and its volume be v , then the mean density ρ of this float is given by

$$\rho = \frac{m}{v}.$$

Let the density of the liquid be ρ_2 which is smaller than ρ ($\rho > \rho_2$), then the float B is sunk on the bottom of vessel V. Under the vessel V, a coil C is placed on one arm of a balance. The electric current through the coil C exerts magnetic repulsion upon the magnet A. The magnetic repulsive force is proportional to the electric current I under the condition that the positions of coil and magnet are kept constant. Therefore, while the float B stays constantly on the bottom of vessel V, the magnetic repulsion is proportional to the current I .

The float B rises up from the bottom of vessel V when the current becomes some limiting value, and its equilibrium position in the liquid corresponds to the current. This equilibrium position becomes higher as the current I heavier.

The current I is so regulated that the float B does not break the free surface of liquid and does not contact at the bottom and side wall of the vessel, that is, suspended completely in the liquid. As the float is in equilibrium, the sum of the forces acting on the float is equal to zero. The forces in this case are gravity, buoyancy and magnetic repulsion from coil C . Then, the magnitude of the magnetic repulsion from coil C is equal to that of gravity acted upon the apparent mass m' in liquid. Therefore, the apparent mass can be known by the magnetic repulsion. The coil C is also in equilibrium, and then the sum of gravity, magnetic repulsion from magnet A and the force acted by counter weight on the other arm of the balance is equal to zero. As the magnetic repulsion from magnet A is the reaction of the magnetic repulsion acted upon the magnet A by coil C , it is equal to the apparent weight of float B . The apparent mass M' of the coil C measured with a balance is the sum of the mass M of the coil C and the apparent mass m' of the float; therefore the apparent mass m' of the float in liquid in the vessel is given by

$$m' = M' - M,$$

that is, m' is known by weighing of coil C outside of the vessel. The density ρ_L of the liquid is given by

$$\rho_L = \rho \left(1 - \frac{m'}{m}\right) = \rho \left(1 - \frac{M' - M}{m}\right).$$

So long as the float B doesn't contact at the bottom and side wall of the vessel V and doesn't break the free surface of liquid, the result of the measurement by this method is completely independent on electric current I .

In case of $\rho < \rho_L$, the magnet A is put at the upper end of float B and coil C is placed over it. The electric current I through coil C exerts downward repulsion upon the magnet A . Then, the float B is sunk under the free surface of the liquid. If the float B doesn't contact the bottom and side wall of vessel, m' can be known as well as in the former case. In this case, m' is negative.

In another case when the permanent magnets A_1 and A_2 are put at the upper and lower ends of float B , the upward and downward repulsions are exerted upon float B by coils C_1 and C_2 placed upper and lower side of it respectively. In this case, by measuring total mass of both coils, the apparent mass m' of the float B is known as the apparent increase of the total mass of both coils.

In place of a coil, a permanent magnet may be used, in this case, to keep the float B is complete suspension, it is required that the strength of magnet is within some limits. When this condition is satisfied, the magnetic repulsion is equal to the apparent mass m' of the float and therefore the apparent increase of the mass of the magnet is equal to m' .

3. Experimental Result

Some experimental researches according to the above theoretical considerations are carried out by using the measuring apparatus shown in Fig. 2. The measured samples are water, kerosene and salt water. An example of the results is shown in Fig. 3, which shows that the correctness of above mentioned theoretical considerations is seemed to be proved experimentally. All other experiments are seemed to show same conclusion.

4. Conclusion

This measuring method of specific gravity has a merit that it is independent on the strength of electric current (or magnet), that is, even if the strength of magnet put in a float changes for some reasons, e.g., the temperature change of liquid, it exerts no influence on the result of the measurement.

Another merit of this method is that the apparent mass of float is measured outside of the vessel with good accuracy. This method is applicable to the continuous measurement of a liquid flowing in a pipeline. Fig. 4 shows a schematic figure of continuously measuring equipment, practically constructed.

Third merit is that the measurement can be carried by comparably simple apparatus.

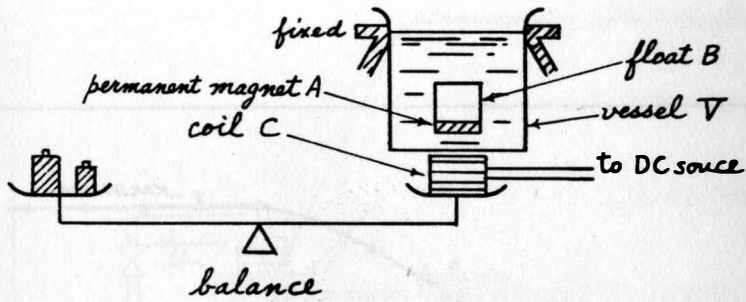


Fig. 1 principle of hydrometry by magnetic repulsion

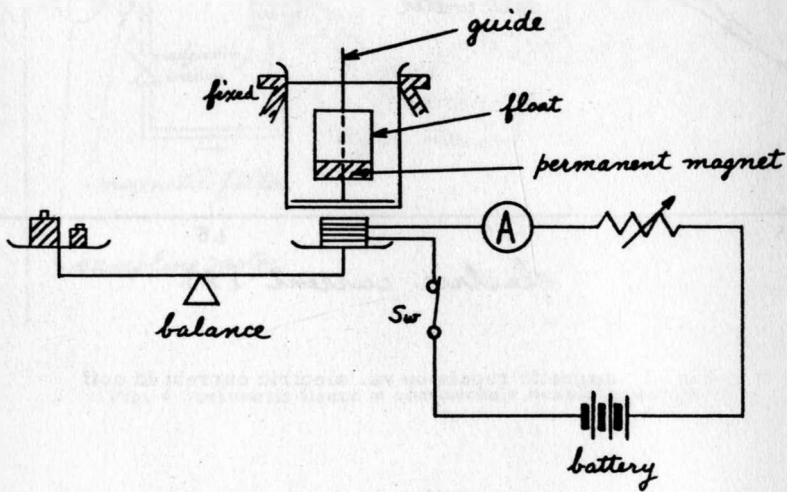


Fig. 2 measuring apparatus with coil

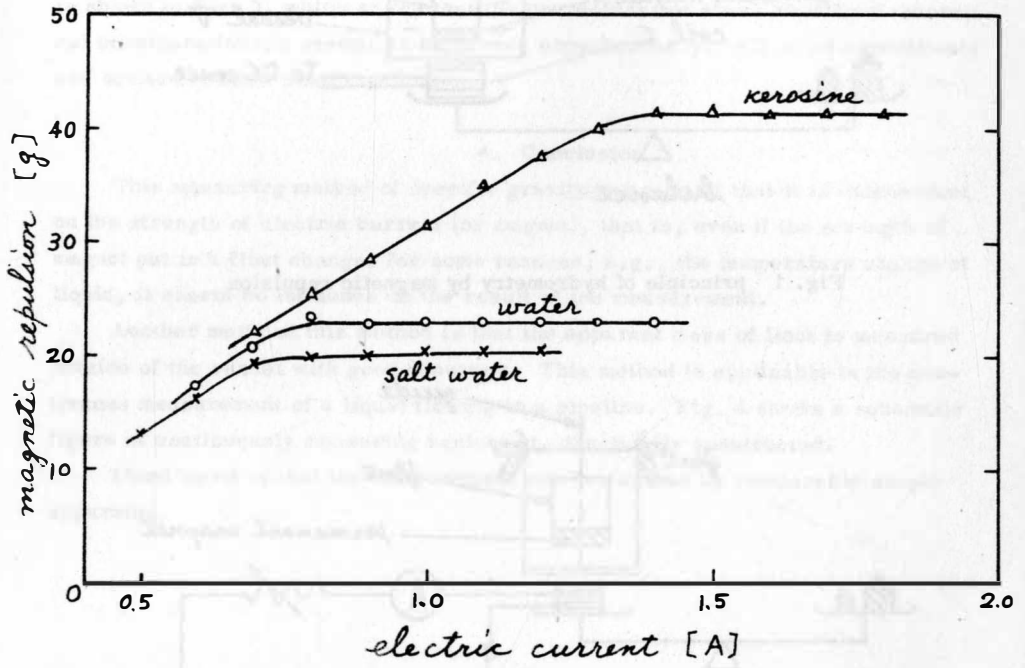


Fig. 3 magnetic repulsion vs. electric current in coil

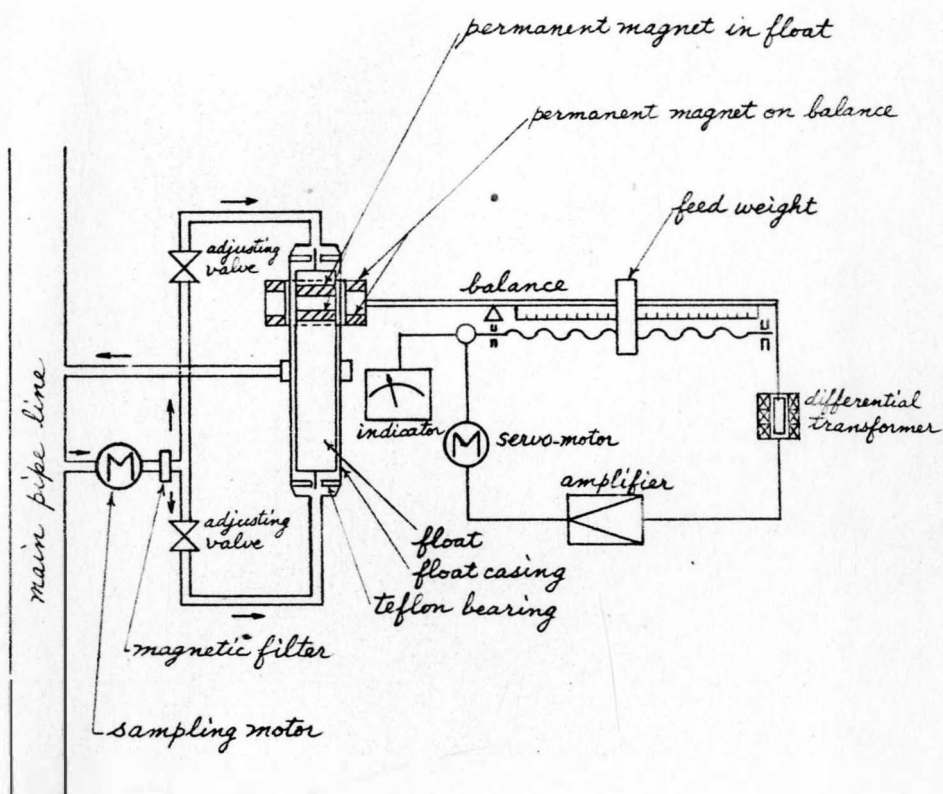


Fig. 4 schematic figure of continuously measuring equipment

