



14
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР

В.Ф. Веремеенко, Г.В. Карпов

**ДВУХКАСКАДНЫЙ ПРЕЦИЗИОННЫЙ
ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР
ПОСТОЯННОГО ТОКА НА 20 кА**

ПРЕПРИНТ 87-119



НОВОСИБИРСК

Двухкаскадный прецизионный широкополосный
трансформатор постоянного тока на 20 кА

В.Ф. Веремеенко, Г.В. Карпов

Институт ядерной физики
630090, Новосибирск 90, СССР

АННОТАЦИЯ

Описывается двухкаскадный трансформатор постоянного тока до 20 кА, обладающий большим коэффициентом трансформации 10^5 , позволяющий уменьшить мощность прецизионного шунта и, таким образом улучшить точность преобразования тока в напряжение на вторичной стороне трансформатора. Постоянная составляющая может иметь обе полярности, погрешность преобразования $10^{-3}\%$, полоса пропускания 0—10 кГц.

© Институт ядерной физики СО АН СССР

При измерении больших постоянных токов возникает проблема прецизионного шунта. При выделении на шунте большой мощности теряются его метрологические качества. С целью уменьшения мощности, рассеиваемой шунтом, в работах [1, 2] предлагается трансформатор постоянного тока на основе магнитного компаратора на второй гармонике. Он осуществляет прецизионную трансформацию тока 10 кА, уменьшая его в 20000 раз, в полосе частот от нуля до 10 кГц.

Однако и при столь большом коэффициенте трансформации мощность, рассеиваемая шунтом, все еще значительна. В трансформаторе тока на 10 кА она составляет $0,5 \text{ А} \cdot 10 \text{ В} = 5 \text{ Вт}$. При изменении измеряемого тока шунт подвергается действию тепловых ударов и градиентов, при этом в нем происходят необратимые процессы, приводящие к изменению его сопротивления. Промышленность не производит измерительных резисторов на большие мощности, а резисторы, изготовленные в кустарных условиях, не гарантируют хороших метрологических качеств. Дальнейшее увеличение коэффициента трансформации приводит к необходимости мотать непомерно большое количество витков во вторичной обмотке трансформатора, что, конечно, усложняет технологию изготовления трансформатора.

Чтобы уменьшить мощность, рассеиваемую шунтом, и одновременно уменьшить коэффициент трансформации, в настоящей работе предлагается вариант двухкаскадного трансформатора. Рассмотрим этот вариант на примере трансформатора на 20 кА. В первом каскаде трансформатора выбирается умеренный коэффи-

ент трансформации $1/4000$, понижающий ток 20 кА до 5 А . Ток вторичной стороны первого каскада вновь трансформируется вторым каскадом с коэффициентом трансформации $2/1000$, и таким образом, понижается до 10 мА . Этот ток преобразуется в напряжение прецизионным маломощным резистором (например, С5-61), помещенным в активный термостат. Второй каскад может использоваться и как самостоятельное устройство для измерения и стабилизации малых токов.

Реальность варианта двухкаскадной трансформации зависела от того, возможно ли измерение столь малого тока $\sim 10 \text{ А}$ во втором каскаде с необходимой точностью $\sim 10^{-3} \%$. При постановке такой задачи возникла проблема исследования предельных возможностей метода второй гармоники: выяснения причин шума, магнитной памяти, модуляционных помех, дрейфа нуля. Иначе пришлось решать также вопросы динамики и устойчивости цепи компенсирующей обратной связи.

Принцип работы трансформатора постоянного тока подробно рассматривается в работах [1, 2], здесь же (для цельности изложения) имеет смысл остановиться на этом кратко.

Генератор возбуждения ГВ (рис. 1) перемagnичивает сердечники 1, 2 магнитного компаратора МК током частоты 3 кГц , в результате сердечники периодически с частотой 6 кГц доводятся до состояния насыщения. Модуляция магнитной проницаемости сердечников с удвоенной частотой приводит к появлению в сигнальной обмотке W_c ЭДС удвоенной частоты, пропорциональной разности ампервитков измеряемого I_n и компенсирующего I_k токов. Эта ЭДС далее детектируется синхронным детектором СД, усиливается усилителем постоянного тока УК и подается в обмотку компенсации W_k , создавая в ней ток I_k , направленный встречно току I_n . Получающийся контур компенсирующей обратной связи (КОС) имеет большой коэффициент усиления $\sim 10^4 \div 10^6$ и ток I_k с большой точностью пропорционален току I_n . С помощью резистора $R_{ш}$ ток I_k преобразуется в выходное напряжение $U_{ш}$.

Наличие в конструкции МК неперемagnичивающегося сердечника 3 (рис. 1) придает ему свойства трансформатора переменного тока (ТПТ), чем и объясняется широкая полоса пропускания устройства. Первичной обмоткой такого трансформатора является шина с измеряемым током W_n , вторичной — обмотка компенсации W_k , нагруженная на сопротивление шунта $R_{ш}$ (малым выходным сопротивлением УК можно пренебречь). Эффектом трансформации передается широкий спектр частот от низшей частоты

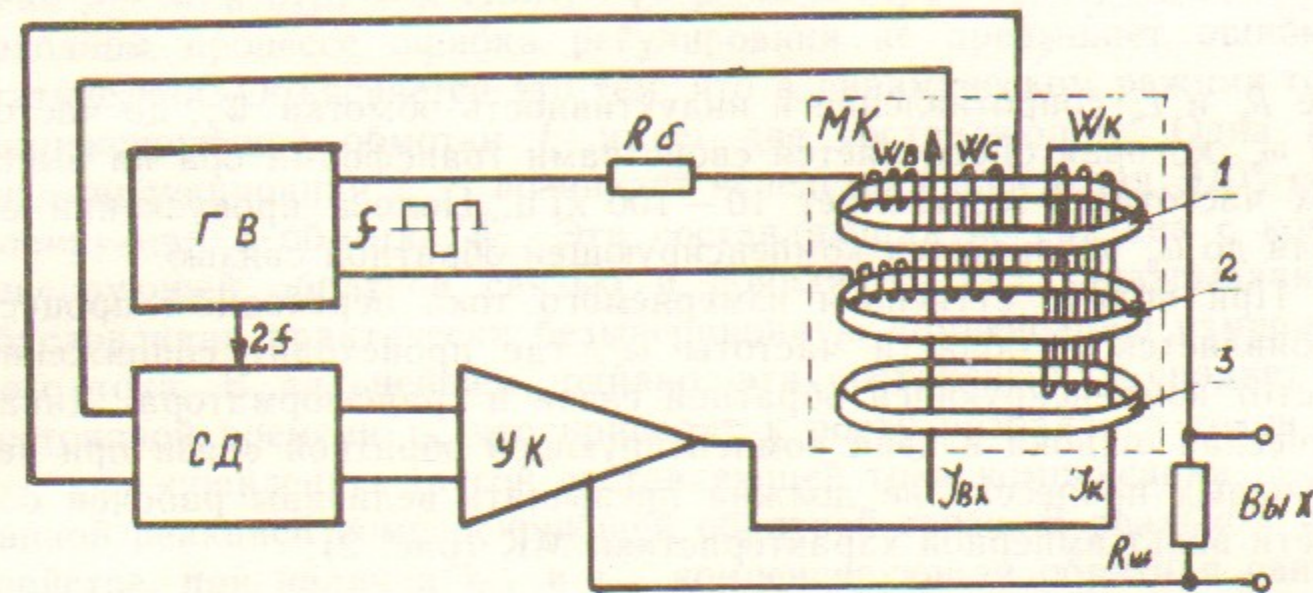


Рис. 1. Функциональная схема измерителя тока на второй гармонике.

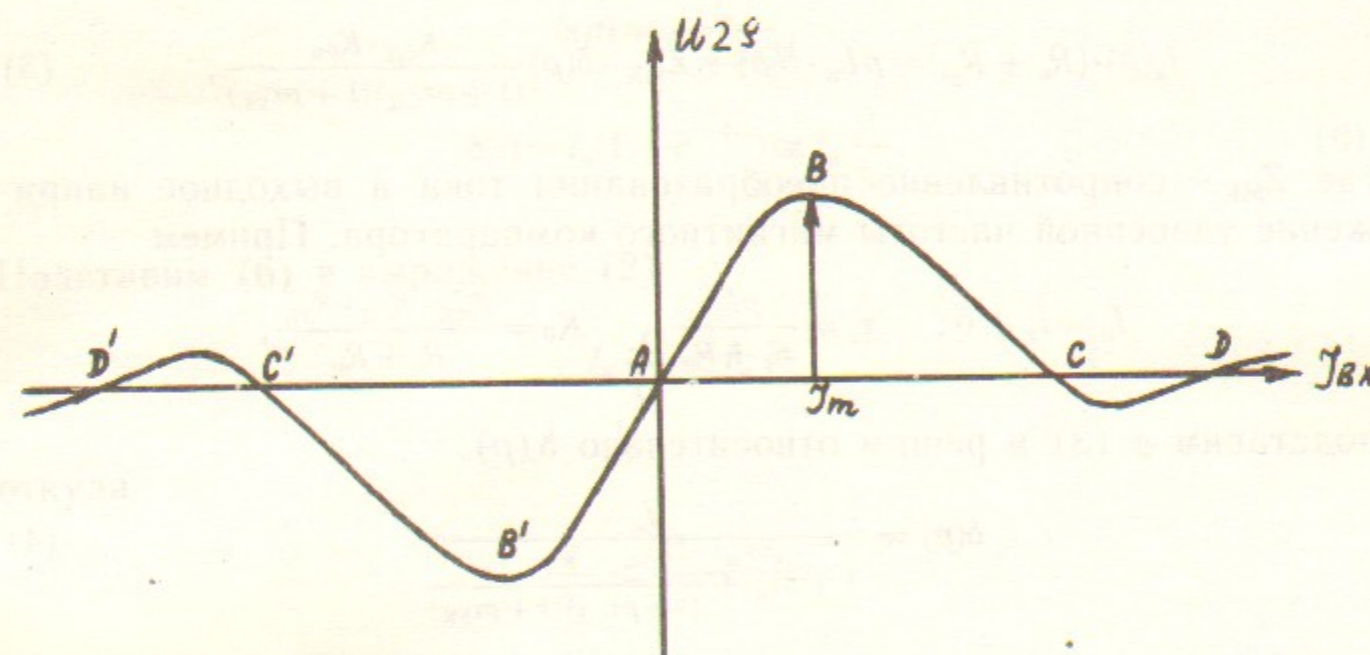


Рис. 2. Вольтамперная характеристика магнитного компаратора.

$$\omega_n = \frac{R_{ш} + R_k}{L_k}, \quad (1)$$

где R_k и L_k сопротивление и индуктивность обмотки W_k , до частоты ω_n , которая определяется свойствами трансформатора на высоких частотах и составляет 10—100 кГц. Полоса пропускания от нуля до ω_n реализуется компенсирующей обратной связью.

При подаче ступеньки измеряемого тока переходный процесс проявляется в области частоты ω_n , где происходит сопряжение частот компенсирующей обратной связи и трансформатора. Динамическая ошибка в цепи компенсирующей обратной связи при переходных процессах не должна превышать величины рабочей области вольт-амперной характеристики МК (рис. 2):

$$\delta < I_m \quad (2)$$

так как за пределами рабочей области BB' вольтамперной характеристики МК режим компенсации нарушается.

По схеме рис. 1 можно составить уравнение контура тока компенсации I_k :

$$I_k(p) \cdot (R_k + R_{ш}) = pL_k \cdot \delta(p) + Z_{МК} \cdot \delta(p) \frac{K_{сд} \cdot K_{ук}}{(1 + p\tau_{сд})(1 + p\tau_{ук})}; \quad (3)$$

где $Z_{МК}$ — сопротивление преобразования тока в выходное напряжение удвоенной частоты магнитного компаратора. Примем

$$I_n = I_k + \delta; \quad \tau_k = \frac{pL_k}{R_k + R_{ш}}; \quad K_0 = \frac{Z_{МК} \cdot K_{сд} \cdot K_{ук}}{R_k + R_{ш}},$$

подставим в (3) и решим относительно $\delta(p)$:

$$\delta(p) = \frac{I_n}{1 + p\tau_k + \frac{K_0}{(1 + p\tau_{сд})(1 + p\tau_{ук})}} \quad (4)$$

Причиной наличия динамической составляющей ошибки регулирования $\delta(p)$ является присутствие постоянных времени $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$, постоянная времени τ_k не вносит запаздывания в формирование тока компенсации. Приняв равными нулю $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$ получим:

$$\delta(p) = \frac{I_n}{1 + p\tau_k + K_0} \quad (5)$$

При подаче ступеньки измеряемого тока ΔI_n в первый момент времени $p \rightarrow \infty$ и $\delta(p) = 0$. При $t \rightarrow \infty$ $p = 0$ и $\delta(p) = I_n / (1 + K_0)$, при переходном процессе ошибка регулирования не превышает ошибки статической. Объясняется это тем, что в динамическом режиме ток компенсирующей обмотки I_k имеет две составляющие. Одна из них — индукционная $I_{k ин}$ возникает вследствие наведения ЭДС самоиндукции в обмотке W_k . Эта составляющая не связана с компенсирующей обратной связью и появляется без запаздывания, обуславливая практически безынерционную компенсацию измеряемого тока. В дальнейшем, однако, эта составляющая спадает с постоянной времени τ_k , что приводит к росту разбаланса токов I_k и $I_{k ин}$ и появлению другой составляющей тока компенсации, вызванной реакцией компенсирующей обратной связи. В реальном устройстве, при наличии $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$ компенсирующая обратная связь должна успеть вступить в действие прежде, чем разбаланс токов δ достигнет опасной величины I_m .

После подачи ступеньки тока ΔI_n , в начальный момент времени $K(p) = K_0 / (1 + p\tau_{сд})(1 + p\tau_{ук}) = 0$. Пусть k остается равным нулю некоторое время t . Тогда

$$\delta(p) = \frac{I_n}{1 + p\tau_k},$$

$$\delta(t) = I_n(1 - e^{-t/\tau_k}) \cong I_n \frac{t}{\tau_k} \quad (6)$$

Подставим (6) в выражение (2):

$$I_n \frac{t}{\tau_k} < I_m,$$

откуда

$$\frac{t}{\tau_k} < \frac{K I_m}{K_0 I_n}.$$

Так как время задержки появления коэффициента усиления K определяется постоянными времени $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$ то можно написать:

$$\frac{\tau_{сд}}{\tau_k} < \frac{I_m}{I_n} \quad \frac{\tau_{ук}}{\tau_k} < \frac{I_m}{I_n} \quad (7)$$

Таким образом, приведенная оценка показывает, что величина динамической ошибки определяется отношением величин постоянных

времени $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$ к величине τ_k .

В измерителях больших токов [1], где число витков обмотки W_k велико, а сопротивления R_k и $R_{ш}$ малы, τ_k получается большим (1—5 с) естественным образом, и условия (2), (7) выполняются с большим запасом. В измерителе малых токов, используемом во втором каскаде трансформации, τ_k мало, и эти условия не выполняются. Существенно уменьшить $\tau_{сд}$ и $\tau_{ук}$ не удастся, так как приходится осуществлять фильтрацию нечетных гармоник в спектре сигнала ошибки.

Для преодоления этих трудностей в цепь компенсирующей обратной связи можно ввести дополнительные обратные связи, действие которых эквивалентно увеличению τ_k .

1. Использовать так называемый «активный шунт», когда сопротивление $R_{ш}$ заменяется малым входным сопротивлением операционного усилителя ОУ (рис. 3,а):

$$\tau'_k \cong \tau_k \frac{R_k + R_{ш}}{R_k} \quad (8)$$

2. Ввести параллельную обратную связь через обмотку $W_{ос}$, помещаемую на магнитный компаратор, в результате τ_k умножается на величину коэффициента усиления параллельной обратной связи (рис. 3,б):

$$\tau'_k = \tau_k (1 + K_{пос}(p)) \quad (9)$$

3. Ввести параллельную обратную связь через специальный трансформатор обратной связи $T_{пос}$ (рис. 3,в), обеспечивающий большую постоянную времени:

$$\tau'_k = \tau_k + \tau_{тр} (1 + K_{пос}(p)) \quad (10)$$

где $\tau_{тр} = L_{тр}/R_{ш}$ — постоянная времени первичной обмотки трансформатора.

Замена $R_{ш}$ «активным шунтом» позволяет обычно увеличить τ_k в 10—20 раз, и во многих случаях этого бывает достаточно. При построении быстродействующих измерителей, где налагаются жесткие требования на величину динамической ошибки, лучший результат дают варианты (рис. 3,б, 3в), где постоянная времени τ_k увеличивается в 100—1000 раз. Частота сопряжения ω_n при большом коэффициенте усиления $K_{пос}$ сдвигается в область чрезвычайно низких частот $\sim 0,01—0,1$ Гц, способствуя выполнению условий (2), (7) с большим запасом.

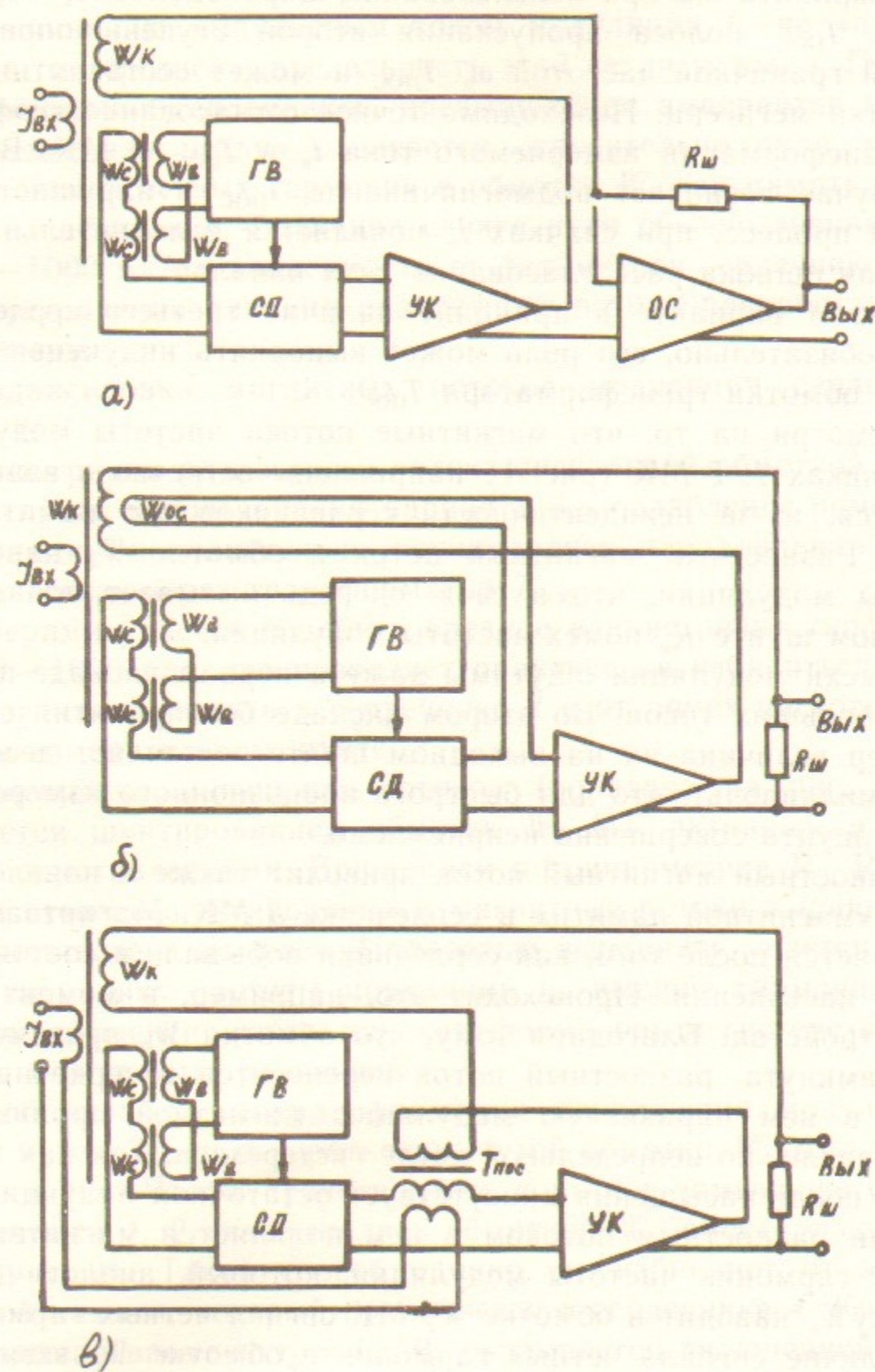


Рис. 3. Функциональные схемы вариантов второй ступени измерителя: а — с активным шунтом; б — с параллельной обратной связью через обмотку $W_{ос}$ в магнитном компараторе; в — с параллельной обратной связью через трансформатор $T_{пос}$.

В варианте 3,в при использовании широкополосного трансформатора $T_{\text{Пос}}$ полоса пропускания второй ступени определяется верхней граничной частотой $\omega_{\text{в}}$ $T_{\text{Пос}}$ и может составлять единицы и десятки мегагерц. Необходимо точное согласование коэффициентов трансформации измеряемого тока $I_{\text{и}}$ в $T_{\text{Пос}}$ и МК. В противном случае возникает подмагничивание $T_{\text{Пос}}$ и нарушается переходный процесс: при скачках $I_{\text{и}}$ появляется дополнительная динамическая ошибка рассогласования двух каналов.

В этом варианте в принципе наличие третьего сердечника в МК необязательно, его роль может выполнять индуктивность первичной обмотки трансформатора $T_{\text{Пос}}$.

Несмотря на то, что магнитные потоки частоты модуляции в сердечниках 1, 2 МК (рис. 1) направлены встречно и взаимно вычитаются, из-за неидентичности сердечников это вычитание неполно. Разностный магнитный поток в обмотке $W_{\text{к}}$ наводит ток частоты модуляции, что в свою очередь вызывает появление на выходном шунте $R_{\text{ш}}$ помех частоты модуляции.

Помехи модуляции ощутимы даже в первом каскаде при измерении больших токов. Во втором каскаде без принятия специальных мер величина их на выходном шунте составляет десятки или сотни милливольт, что для быстрого прецизионного измерения сигнала с шунта совершенно неприемлемо.

Разностный магнитный поток приводит также к появлению эффекта «магнитной памяти» в сердечнике 3 МК. Магнитная память проявляется после того, как сердечники побывали в состоянии глубокого насыщения. Происходит это, например, в момент включения устройства. Благодаря тому, что обмотка $W_{\text{к}}$ практически короткозамкнута, разностный поток переносится в сердечник 3, вызывая в нем паразитную модуляцию магнитной проницаемости, как правило, по неопределенной петле гистерезиса. Так как в сердечнике 3 после насыщения присутствует остаточная индукция, от модуляции разностным потоком в нем появляется магнитный поток четных гармоник частоты модуляции, который, аналогично, через обмотку $W_{\text{к}}$ наводит в обмотке $W_{\text{с}}$ МК сигнал четных гармоник.

Наличие сигнала четных гармоник в обмотке $W_{\text{с}}$ эквивалентно пропусканию через входную обмотку $W_{\text{и}}$ МК некоего тока $I_{\text{с}}$ сдвига нуля, составляющего обычно 1—10 мА. Величина $I_{\text{с}}$ пропорциональна коэрцитивной силе $H_{\text{с}}$ магнитного материала и периметру сердечника, поэтому необходимо магнитный материал подбирать с минимальной $H_{\text{с}}$ и брать минимальным диаметр сердечников.

Магнитная память проявляется также и в сердечниках 1, 2

МК. Несмотря на то, что сердечники 1, 2 подвергаются глубокому перемагничиванию импульсным током модуляции $I_{\text{м}}$ по «предельной петле гистерезиса», предельность этой петли условна. При глубоком насыщении сердечников, превышающем ампервитки модуляции, «предельная петля» сдвигается относительно нуля, что порождает сигнал четных гармоник в обмотке $W_{\text{с}}$ как память от предыдущего насыщения. Величина сдвига нуля обычно эквивалентна току 10—1000 мкА в зависимости от параметров сердечников.

Для устранения влияния разностного потока разработаны следующие меры:

- а) балансировка магнитных потоков модуляции сердечников 1, 2;
- б) фильтрация разностного потока сигнальной обмоткой $W_{\text{с}}$;
- в) в случае использования варианта 3,в ослабление помехи модуляции дополнительно осуществляет параллельная обратная связь через трансформатор $T_{\text{Пос}}$.

Этими мерами удается ослабить вредное влияние разностного потока в 100—1000 раз, что позволяет практически избавиться от эффекта магнитной памяти в сердечнике 3 и от помех частоты модуляции на измерительном шунте.

Балансировка магнитных потоков (показана на рис. 7) осуществляется шунтированием обмоток $W_{\text{в}}$ МК активным и индуктивным сопротивлениями. Вращением потенциометров $R_{\text{н1}}$ $R_{\text{н3}}$ регулируется степень шунтирования и магнитные потоки выравниваются по амплитуде и по фазе. Полностью выравнять удастся только первую гармонику частоты модуляции $f_{\text{м}}$, высшие гармоники полностью не компенсируются, так как форма петли гистерезиса сердечников может быть различной.

Способ ослабления трансформации напряжения модуляции в обмотку $W_{\text{к}}$ с помощью короткозамкнутой обмотки $W_{\text{ф}}$ был предложен еще в [2]. Чтобы предотвратить короткое замыкание сигнала 2), сердечники 1, 2 охватывались обмоткой $W_{\text{ф}}$ вместе с сердечником 4 (рис. 9). Такой способ однако, не избавляет от эффекта магнитной памяти, который проявляется в сердечнике 4. Кроме того, постоянная времени $\tau_{\text{ф}} = L_{\text{ф}}/R_{\text{ф}}$ оказывается включенной в цепь КОС и нарушает ее устойчивость.

Новый способ заключается в следующем: обмотка $W_{\text{с}}$, охватывающая сердечники 1, 2, нагружается на синхронный детектор СД с малым входным сопротивлением. В узких областях спектра нечетных гармоник частоты модуляции обмотка $W_{\text{с}}$ оказывается короткозамкнутой, осуществляя оптимальную фильтрацию и не нару-

шая устойчивости КОС. Эффект ослабления ограничивается входным сопротивлением СД и индуктивностью рассеяния между обмотками W_c и W_b .

Для четных гармоник, несущих информацию об измеряемом токе, СД имеет наоборот, большое сопротивление. Эти гармоники в СД преобразуются в постоянное напряжение и подаются на вход УК. Благодаря большому коэффициенту усиления цепи КОС величина четных гармоник мала и они не создают заметных пульсаций в выходном сигнале, снимаемом с $R_{ш}$.

Трансформация напряжения модуляции ослабляется также введением отрицательной обратной связи через трансформатор $T_{пос}$ (рис. 3, в). Ток, наводимый в обмотке W_k разностным потоком, создает в первичной обмотке трансформатора $T_{пос}$ сигнал, который подается на вход УК, усиливается и на выходе создает напряжение пульсаций, равное по величине и противоположное по фазе напряжению, наводимому в обмотке W_k разностным потоком. Тем самым ослабляется перенос разностного потока в сердечник 3 через обмотку W_k .

На рис. 4 приведены эквивалентные схемы действия помехи модуляции на контур компенсирующей обратной связи, по которым можно составить уравнения тока помехи I_n в контуре компенсации. Индуктивность обмотки W_k по количеству сердечников МК можно представить в виде суммы трех индуктивностей $L_{к1}$, $L_{к2}$, $L_{к3}$, к первым двум из которых в результате перемагничивания сердечников 1, 2 прикладывается ЭДС помехи модуляции \mathcal{E}_n .

Для простейшего варианта измерителя без параллельной обратной связи (рис. 4, а) ток помехи в контуре компенсации:

$$I_n(p) = \frac{\mathcal{E}_n}{R + pL_{к3}} \cong \frac{\mathcal{E}_n}{pL_{к3}},$$

где $R \ll pL$ — суммарное омическое сопротивление контура компенсации.

Ток помехи определяется индуктивным сопротивлением составляющей $L_{к3}$, величина которой зависит от числа витков обмотки W_k и сечения сердечника 3.

Для варианта с параллельной обратной связью через трансформатор $T_{пос}$ (рис. 4, б):

$$I_n(p) = \frac{\mathcal{E}_n}{R + pL_{к3} + pL_{тр}(1 + n_{пос} \cdot K_{ук})}$$

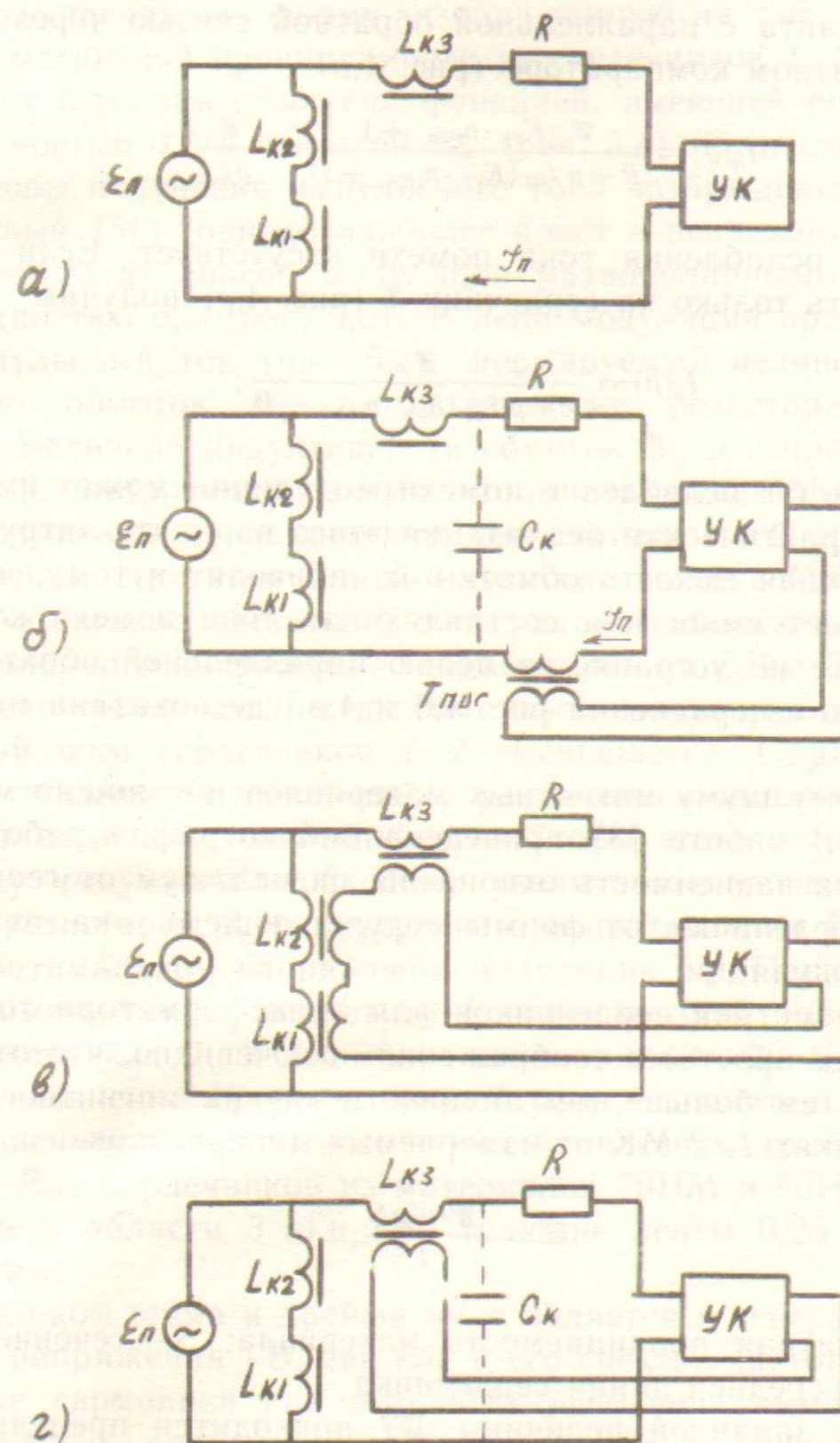


Рис. 4. Эквивалентные схемы действия помехи модуляции в контуре компенсации.

Ток помехи ослабляется действием параллельной обратной связи.

Для варианта с параллельной обратной связью через обмотку $W_{\text{ПОС}}$ в магнитном компараторе (рис. 4, в)

$$I_n(p) = \frac{\mathcal{E}_n (K_{\text{УК}} \cdot n_{\text{ПОС}} + 1)}{R + p L_{\text{кз}} (K_{\text{УК}} \cdot n_{\text{ПОС}} + 1)} \approx \frac{\mathcal{E}_n}{p L_{\text{кз}}},$$

т. е. эффект ослабления тока помехи отсутствует. Если обмотку $W_{\text{ПОС}}$ намотать только на сердечник 3 (рис. 4, г) получим

$$I_n(p) = \frac{\mathcal{E}_n}{R + p L_{\text{кз}} (K_{\text{УК}} \cdot n_{\text{ПОС}} + 1)};$$

т. е. казалось бы ослабление помехи модуляции может иметь место. Однако практическая реализация этого варианта затруднительна. Межвитковая емкость обмотки $W_{\text{к}}$ приводит к тому, что через шунт протекает емкостная составляющая тока помехи которая в этом варианте не устраняется цепью параллельной обратной связи. Это видно из сравнения рис. 4, б и 4, г, где показана межвитковая емкость $C_{\text{к}}$.

Магнитному шуму магнитных материалов посвящено много исследований. В работе [3] приведена библиография работ на эту тему. Имеется зависимость отношения сигнал/шум от геометрии и материала сердечника, от формы модулирующего тока, от глубины и частоты модуляции.

Выбор геометрии сердечников для трансформатора тока обусловлен весьма простыми соображениями. Очевидно, что отношение сигнал/шум тем больше, чем больше величина магнитного потока B в сердечниках 1, 2 МК от измеряемых ампервитков.

$$B = \frac{WI \mu_0 \mu S}{l},$$

где μ — магнитная проницаемость материала; S — сечение сердечника; l — длина средней линии сердечника.

В случае заданной величины WI приходится предельно, насколько позволяет технология, уменьшать периметр l сердечников 1, 2. Магнитный поток шума растет пропорционально \sqrt{S} , а поток сигнала $2f$ — пропорционально S и, таким образом, отношение сигнал/шум растет $\sim \sqrt{S}$ при условии, если сечение сердечников увеличивать за счет увеличения высоты сердечников.

Для получения максимального коэффициента усиления и мак-

симального отношения сигнал/шум МК ток возбуждения $I_{\text{в}}$ должен иметь идеальную форму, изображенную на рис. 5, б [4]. Модуляция магнитной проницаемости μ_0 сердечников 1, 2 в этом случае может быть представлена функцией, имеющей вид импульсов со скважностью 0,5 и частотой $2f_{\text{ш}}$ (рис. 5, в). Существуют различные способы получения импульсного тока возбуждения (например, резонансный [5]), однако наиболее прост в реализации и дает хороший результат способ модуляции разнополярными импульсами со скважностью 0,5 (рис. 5, а). В цепи модуляции при этом возникает импульсный ток (рис. 5, г), формируемый нелинейной индуктивностью обмоток $W_{\text{в}}$ и балластными резисторами $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$ (рис. 3). Величина индуктивности обмоток $W_{\text{в}}$ и сопротивление резисторов $R_{\text{б}}$ выбираются такими, чтобы скважность функции модуляции магнитной проницаемости сердечников 1, 2 $\mu_{\text{д}}$ составляла 0,5 (рис. 5, в). При этом условии чувствительность МК максимальна, а фаза сигнала частоты $2f$ в сигнальной обмотке $W_{\text{в}}$ совпадает с фазой опорного напряжения, подаваемого на СД с ГВ.

С увеличением амплитуды импульса модулирующего тока $I_{\text{м}}$ магнитный шум сердечников 1, 2 уменьшается. Однако, так как форма $I_{\text{м}}$ отлична от идеальной, с увеличением амплитуды импульса может падать чувствительность. Чтобы этого не происходило, амплитуду импульсов необходимо увеличивать уменьшением балластных резисторов $R_{\text{б}}$ и внутреннего сопротивления ГВ при неизменном оптимальном напряжении модуляции $U_{\text{м}}$. Практически достаточно иметь такую амплитуду $I_{\text{м}}$, при которой поле модуляции $H_{\text{м}}$ в сердечниках 1, 2 достигает величины 10—20 $H_{\text{с}}$. При дальнейшем увеличении $H_{\text{м}}$ уменьшение шумов незначительно.

В зависимости магнитного шума от частоты (рис. 6) имеется оптимум. Для сердечников из материалов 79НМ и 80НХС оптимум находится в области 3 кГц при толщине ленты 0,05 мм и 5 кГц при 0,02 мм.

Источником шума и дрейфа нуля является и генератор модулирующего напряжения ГВ, так как в его спектре частот присутствуют четные гармоники как результат неполной симметрии схемы. Из возможных вариантов генераторов авторы остановились на ключевой схеме с трансформатором (рис. 7), как наиболее простой и достаточно эффективной. Основной причиной дрейфа второй гармоники ГВ является неодинаковый дрейф остаточных напряжений ключей VT5, VT6 и диодов VD3. Для уменьшения этого дрейфа необходимо соблюдать условия насыщения ключей в течение всего полупериода и иметь транзисторы и диоды с одинаковыми

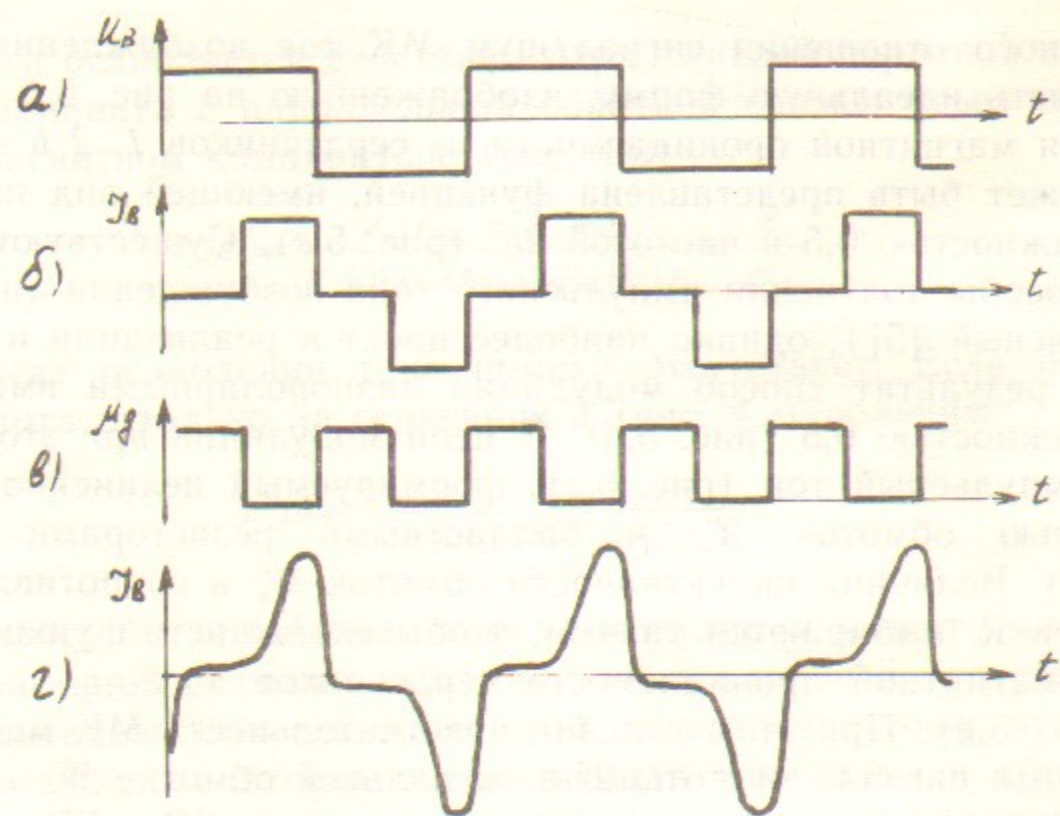


Рис. 5. Эпюры:

а — напряжение модуляции; б — идеальный ток модуляции; в — оптимальная форма модуляции магнитной проницаемости; г — реальная форма тока модуляции.

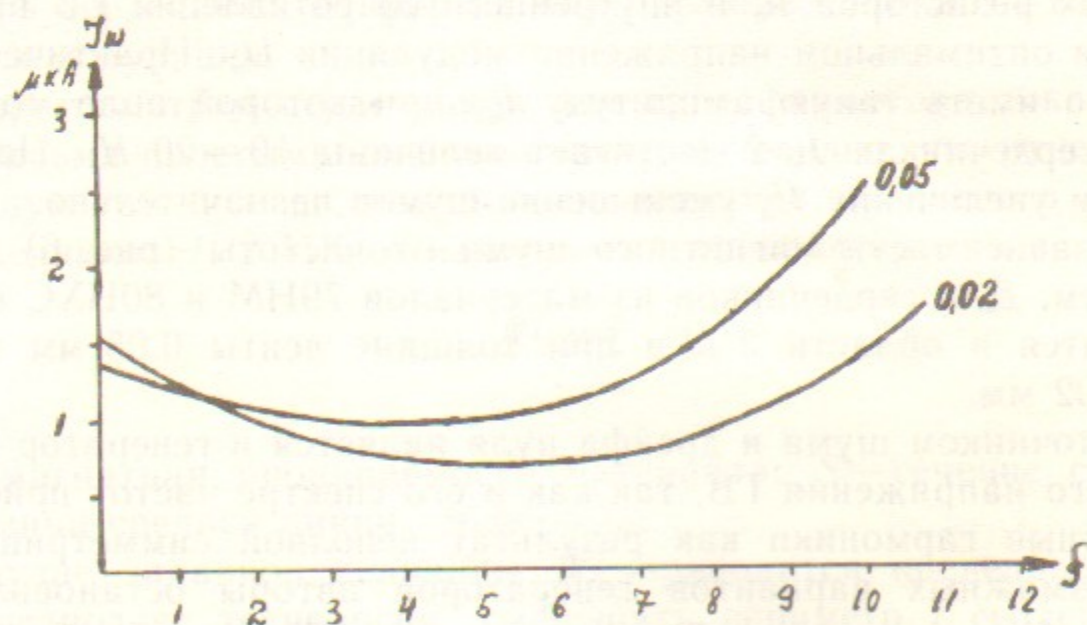


Рис. 6. Графики зависимости шумового тока магнитного компаратора от частоты модуляции при толщине пермаллоевой ленты 0,05 и 0,02 мм в полосе частот 0—1 Гц.

параметрами. Хорошие результаты дает применение транзисторных сборок (например 1НТ251), где транзисторы имеют одинаковые параметры и тепловые условия. Два транзистора сборки используются в качестве ключей, два — в диодном включении.

Ослабление влияния второй гармоники генератора осуществляется также и в процессе выравнивания разностного потока балансировочными резисторами R11—R13 (рис. 7), где балансировку в принципе можно производить не по первой, а по второй гармонике частоты модуляции.

На рис. 7. приведена принципиальная схема второй ступени трансформации тока на десять ампервитков.

На инверторах $D_{1-1} - D_{1-3}$ собран задающий генератор, частоты 12 кГц. Триггером D_{2-1} частота задающего генератора делится на 6 кГц и, в качестве опорного коммутирующего напряжения подается на ключи СД A_1 . После триггера D_{2-2} напряжение частотой 3 кГц подается на предварительный усилитель VT3 VT4 и выходной каскад VT5, VT6 ГВ, нагруженный на трансформатор T1. Со вторичной обмотки T1 напряжение модуляции подается на обмотки $W_{B1} W_{B2}$ МК. Компенсация разностного потока осуществляется резисторами R12, R13. Выходной каскад ГВ питается от стабилизатора тока VT7. Потенциометр R23 регулирует амплитуду тока модуляции.

Сигнал ошибки МК с обмотки W_c подается на СД A_1 . Ключи интегральной схемы A_1 соединены параллельно с целью получить минимальное входное сопротивление СД для нечетных гармоник частоты модуляции. Выпрямленные четные гармоники подаются на входы УК, состоящего из ОУ A_2 и выходного каскада VT1, VT2. С выхода УК напряжение компенсации подается в обмотку W_k МК и в первичную обмотку трансформатора подавления пульсаций $T_{Пос}$, соединенные последовательно. Напряжение, пропорциональное измеряемому току, снимается с резистора R14 типа С5-61. Элементы R3C4, R1C3 образуют положительную обратную связь режима поиска. Режим поиска необходим для предварительного введения МК в рабочую область его вольт-амперной характеристики в моменты включения устройства.

Принципиальная схема первой ступени стабилизации (рис. 8) отличается от второй более мощными выходными каскадами ГВ и УК и отсутствием цепи ПОС.

На рис. 9 и 10 приведены конструкции МК первой и второй ступеней. Основные параметры и результаты экспериментальной проверки первой и второй ступеней трансформатора приведены в

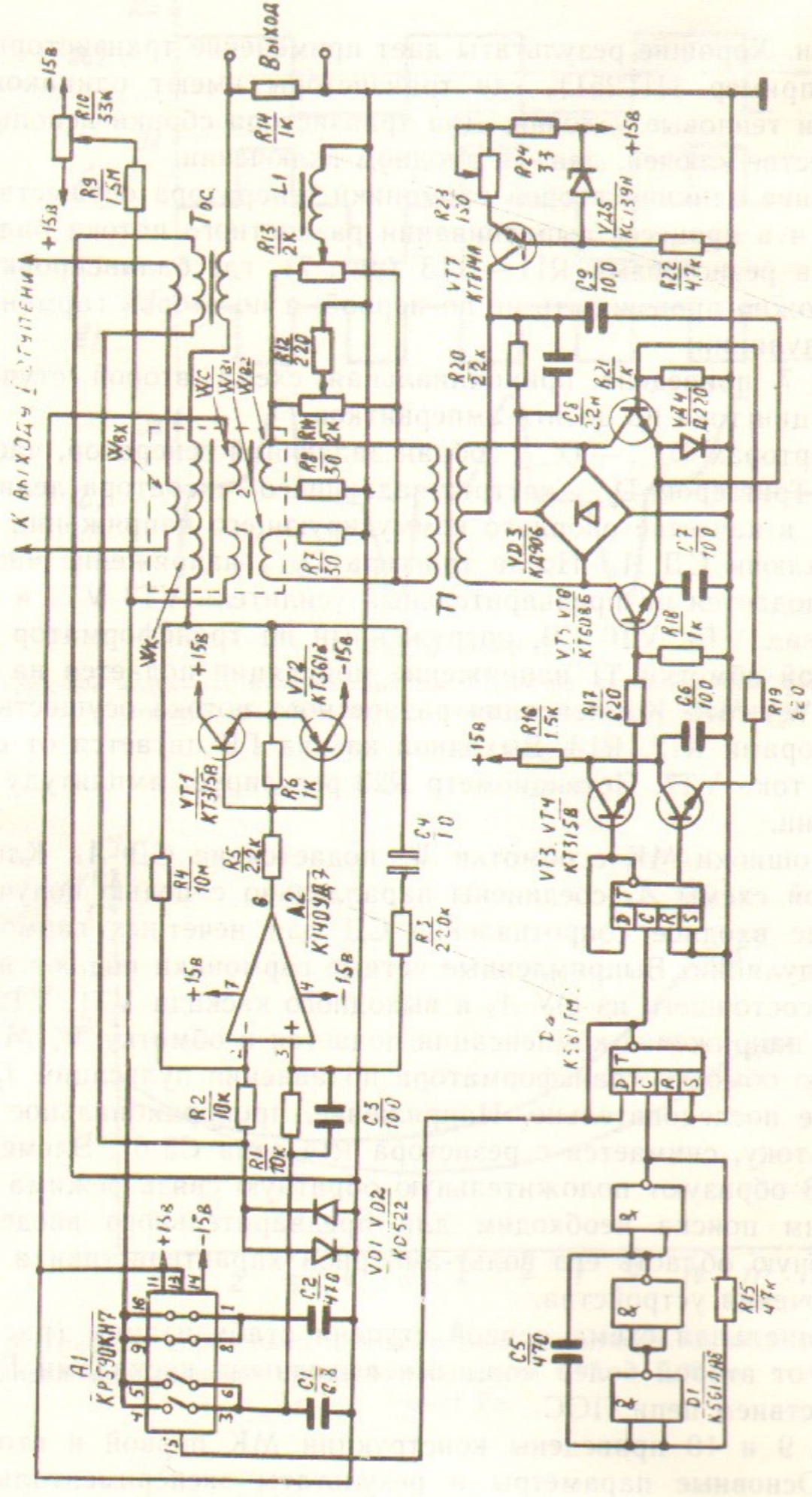


Рис. 7. Принципиальная схема второй ступени измерителя.

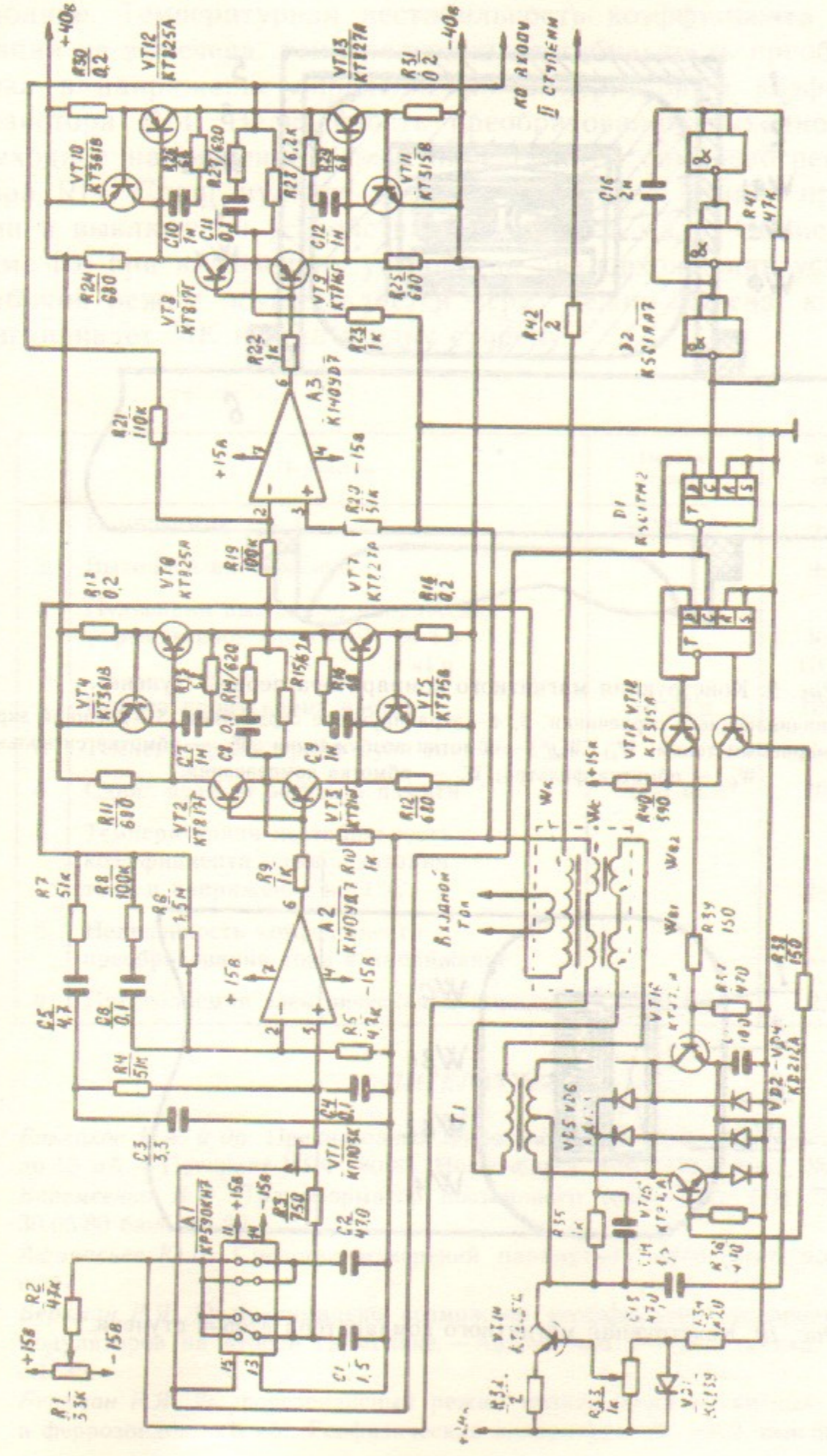


Рис. 8. Принципиальная схема первой ступени измерителя.

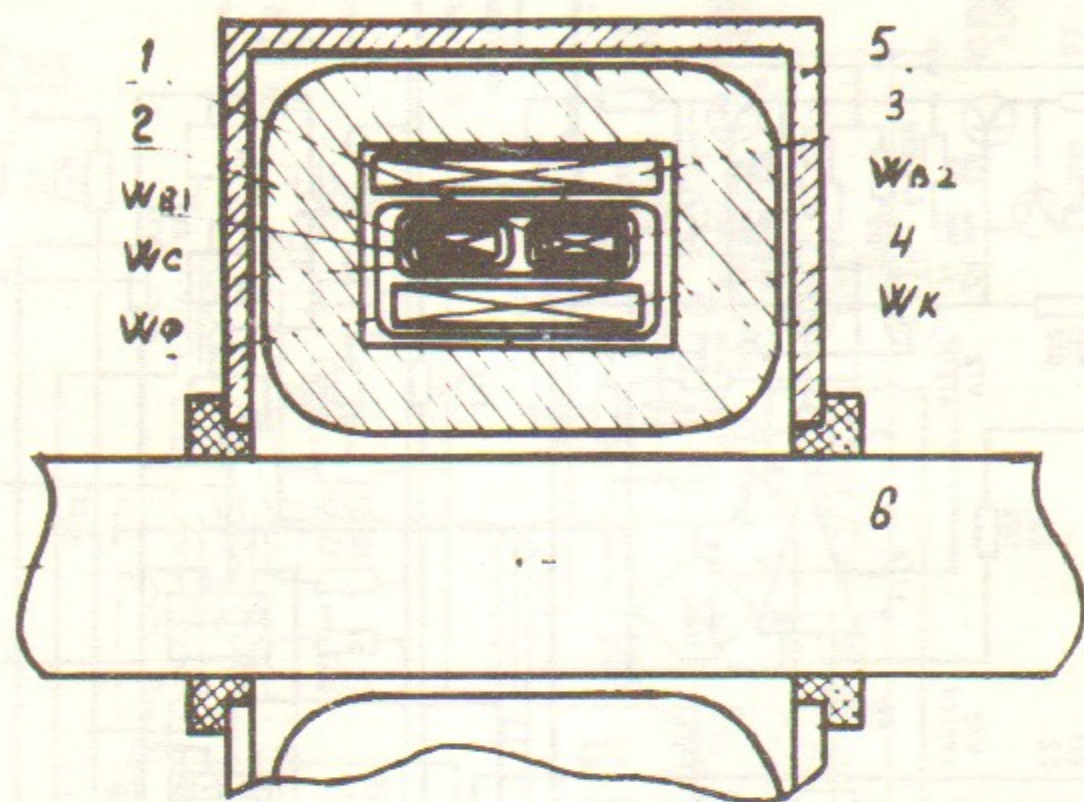


Рис. 9. Конструкция магнитного компаратора первой ступени.

1, 2 — перематываемые сердечники; 3, 4 — экранирующие сердечники; 5 — внешний экран; 6 — шина с измеряемым током; W_{B1} , W_{B2} — обмотки возбуждения; W_C — обмотка сигнальная; W_Φ — обмотка фильтра; W_K — обмотка компенсации.

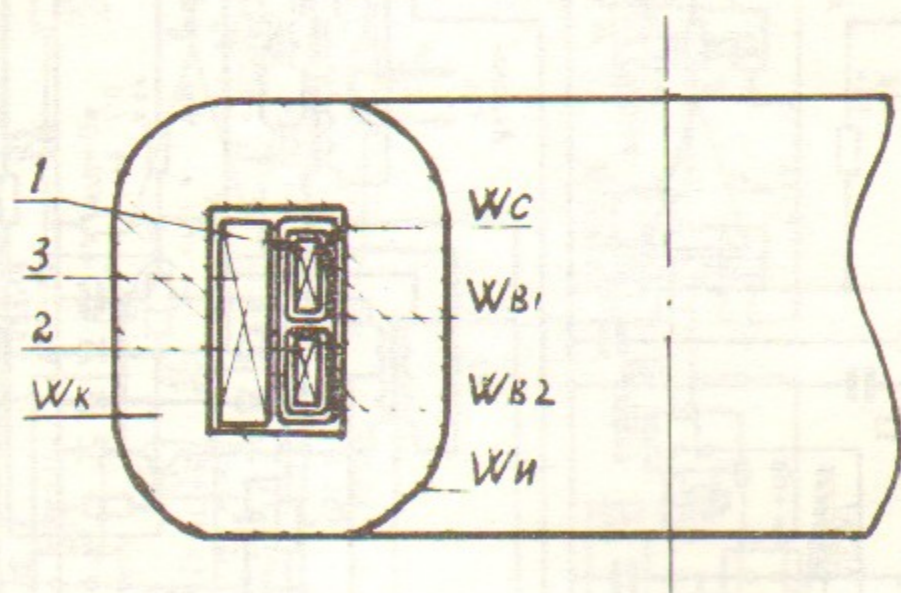


Рис. 10. Конструкция магнитного компаратора второй ступени.

таблице. Температурная нестабильность коэффициента трансформации не замечена, температурная нестабильность преобразования тока в напряжение определяется температурным коэффициентом резистора R14. Нелинейность преобразования выходного тока в выходное напряжение также определяется саморазогревом резистора R14. Сдвиг нуля от эффекта магнитной памяти при включении и выключении устройства проявляется мало. Объясняется это тем, что при включениях устройства цикл вхождения устройства в рабочий режим осуществляется через режим поиска, который замагничивает МК всегда в одну сторону.

Таблица

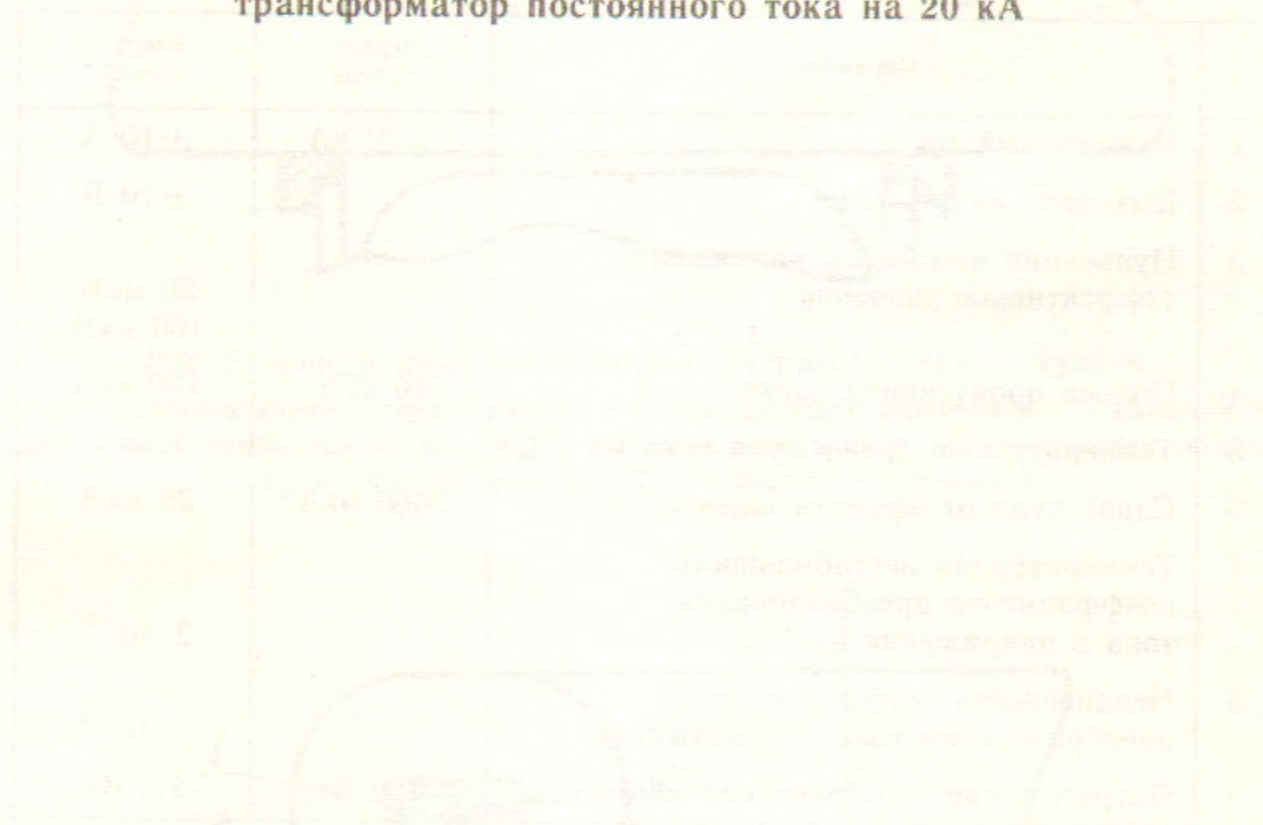
Параметры	Первая ступень	Вторая ступень
1 Измеряемый ток I_n	± 20 кА	± 10 А
2 Выходное напряжение		± 10 В
3 Пульсации выходного напряжения (эффективное значение): 50 Гц 3 кГц		30 мкВ 100 мкВ
4 Полоса пропускания частот	10 кГц	100 кГц
5 Температурный дрейф нуля тока на 1°C		1 мкА
6 Сдвиг нуля от эффекта памяти	2000 мкА	20 мкА
7 Температурная нестабильность коэффициента преобразования тока в напряжение на 1°C		$2 \cdot 10^{-6}$
8 Нелинейность коэффициента преобразования тока в напряжение		-10^{-5}
9 Потребляемая электрическая мощность	250 Вт	2,5 Вт

ЛИТЕРАТУРА

1. Баклаков Б.А. и др. Прецизионный широкополосный измеритель постоянного тока до 10 мА. — Препринт ИЯФ, 80-83. Новосибирск, 1980; ПТЭ, 1981, № 6, с.77.
2. Веремеенко В.Ф. Трансформатор постоянного тока — А.С. (И) 737850 опубл. 30.05.80 бюл. № 20.
3. Афанасьев Ю.В. Средства измерений параметров магнитного поля. Л., 1979 с.217.
4. Беркман Р.Я. О максимально возможном коэффициенте усиления магнитных модуляторов на второй гармонике. — Автоматика и телемеханика, 1962, № 10, с.1385.
5. Беркман Р.Я. Феррорезонансный режим возбуждения магнитных модуляторов и феррозондов. — В сб.: Геофизическая аппаратура. Л., 1972, вып.50, с.20.

В.Ф. Веремеенко, Г.В. Карпов

**Двухкаскадный прецизионный широкополосный
трансформатор постоянного тока на 20 кА**



Ответственный за выпуск С.Г.Попов

Работа поступила 5 августа 1987 г.
Подписано в печать 20.08 1987 г. МН 00459
Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 1,7 печ.л., 1,4 уч.-изд.л.
Тираж 290 экз. Бесплатно. Заказ № 119

*Набрано в автоматизированной системе на базе фото-
наборного автомата ФА1000 и ЭВМ «Электроника» и
отпечатано на ротапринтере Института ядерной физики
СО АН СССР,
Новосибирск, 630090, пр. академика Лаврентьева, 11.*