

38

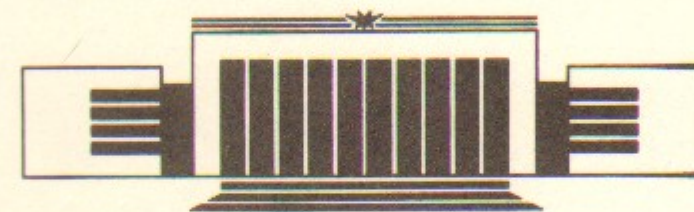
ИНСТИТУТ ЯДЕРНОЙ ФИЗИКИ СО АН СССР



В.Ф. Веремеенко

ЦИФРОАНАЛОГОВЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ
НА ОСНОВЕ МАГНИТНОГО КОМПАРАТОРА

ПРЕПРИНТ 88-67



НОВОСИБИРСК

Цифроаналоговый преобразователь
на основе магнитного компаратора

В.Ф. Веремеенко

Институт ядерной физики
630090, Новосибирск 90, СССР

АННОТАЦИЯ

Описывается прецизионный ЦАП, использующий в основе построения магнитомодуляционный компаратор на второй гармонике. Предлагаемый метод позволяет создать ЦАП, сочетающий в себе высокую точность (20 двоичных разрядов) и быстродействие $\sim 3 \div 5$ мкс.

Прогресс в совершенствовании цифроаналоговых преобразователей (ЦАП) отражается, в частности, в увеличении их разрядности. Это вызвано требованием увеличения точности, величины динамического диапазона, степени разрешения устройств, в которых применяются ЦАП. Увеличение числа разрядов в различных типах ЦАП наталкивается на трудности технологического характера. В частности, например, в ЦАП, построенных на основе резистивных делителей, это приводит к необходимости точной подгонки и высокой стабильности резисторов. В методах с широтно-импульсной модуляцией увеличение числа разрядов накладывает жесткие требования на качество ключей и достигается ценой уменьшения быстродействия ЦАП.

Автором предлагается вариант построения ЦАП на основе магнитного компаратора. Изготовленные опытные образцы имеют 18—20 разрядов, что для этого метода не является пределом. Быстродействие (постоянная времени установления) составляет единицы — десятки микросекунд. Такой ЦАП мог бы получить распространение в прецизионной аппаратуре, в поверочных устройствах.

Суть метода заключается в том, что входной двоичный код предварительно преобразуется в ампер-витки, пропорциональные коду, затем эти ампер-витки измеряются измерителем тока на основе магнитного компаратора на второй гармонике, аналогичным описанному в работах [1—4].

На рис. 1 показана функциональная схема ЦАП. Стабилизатор тока СТ вырабатывает опорный ток $I_{оп}$ постоянной величины, кото-

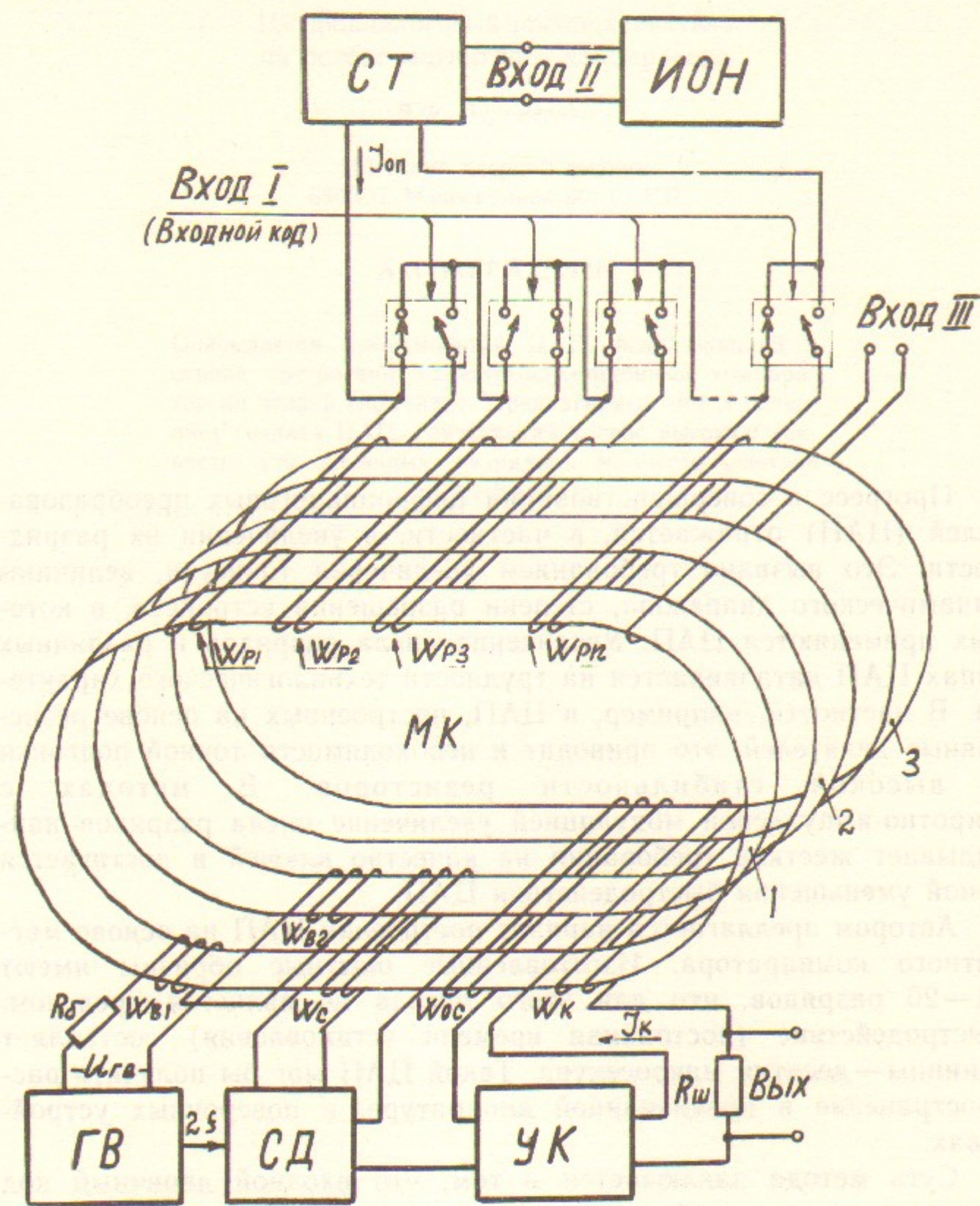


Рис. 1. Функциональная схема ЦАП.

рый пропускается через разрядные обмотки W_p магнитного компаратора МК. Число витков в этих обмотках подчинено закону 2^n , где n — порядковый номер разряда. Первая обмотка имеет один виток, вторая — два, третья — четыре и т. д. Коммутация обмоток осуществляется таким образом, что ток $I_{оп}$ может протекать через разрядную обмотку W_p или минуя ее. Состояние ключей определяется входным кодом, и, таким образом, осуществляется преобразование цифрового кода в ампер-витки опорного тока $\sum W_{pi} I_{оп}$. Эти ампер-витки измеряются далее измерителем тока на основе МК, работающим в режиме компенсации, и на выходе устройства получается ток (или напряжение) пропорциональный коду.

Определяющим элементом ЦАП, реализующим его свойства, является магнитный компаратор МК. Высокая точность и быстродействие объясняются тем, что МК сочетает в себе свойства магнитного компаратора и трансформатора переменного тока. МК состоит из трех сердечников 1, 2, 3, изготовленных из ленточного пермаллоя. Сердечники 1, 2 являются собственно магнитным компаратором на второй гармонике. Генератор возбуждения ГВ посредством обмоток W_{b1} , W_{b2} , намотанных на сердечники 1, 2, перемагничивает их 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 магнитному потоку от обмоток W_{pi} и W_k .

Сердечник 3 не перемагничивается и необходим для придания МК свойств трансформатора переменного тока, связывающего непосредственно обмотки W_{pi} и W_k , в спектре частот от

$$\omega_n \cong \frac{1}{L_k/R_{ш}}, \quad (1)$$

где L_k — индуктивность обмотки W_k , $R_{ш}$ — сопротивление шунта, до частоты 100 кГц.

Обмотки W_{pi} являются первичной стороной такого трансформатора, вторичной является обмотка W_k , нагруженная на сопротивление шунта $R_{ш}$ (малым выходным сопротивлением усилителя УК и сопротивлением обмотки W_k можно пренебречь).

Спектр частот от нуля до ω_n из обмоток W_{pi} в обмотку W_k передается компенсирующей обратной связью. ЭДС удвоенной частоты с обмотки W_c МК, пропорциональная разности

$\sum W_{pi}I_{оп} - W_k I_k$, подается на синхронный детектор СД, где осуществляется его детектирование. Ключи СД управляются опорным сигналом $2f$, подаваемым из ГВ. Продетектированный сигнал усиливается усилителем компенсации УК и подается в обмотку W_k , создавая в ней ток компенсации I_k , направленный встречно ампер-виткам обмоток W_{pi} . Получающийся таким образом контур компенсирующей обратной связи, в котором МК играет роль нуля-органа, индицирующего разность ампер-витков $\sum W_{pi}I_{оп} - W_k I_k$, имеет большой коэффициент усиления, около $10^5 - 10^6$, и ток I_k с большой точностью следит за величиной $\sum W_{pi}I_{оп}$:

$$W_k I_k = \sum W_{pi} \frac{I_{оп} K}{K-1} \approx \sum W_{pi} I_{оп} \quad (2)$$

Посредством прецизионного резистора $R_{из}$ выходной ток ЦАП может быть преобразован в выходное напряжение.

В ЦАП можно рассматривать три входа, имеющих разное функциональное назначение.

Вход I — цифровой, для подачи внешнего цифрового кода, который далее преобразуется в аналоговый сигнал.

Вход II — для подачи внутреннего или внешнего опорного напряжения. Со стороны входа II ЦАП может рассматриваться как перемножающее устройство, где происходит перемножение сигнала входа II с цифровым сигналом входа I.

Вход III является токовым входом магнитного компаратора. Сигнал, подаваемый на этот вход, может суммироваться (или вычитаться) с ампер-витками разрядных обмоток W_{pi} . Благодаря наличию этого входа ЦАП может быть использован в системах автоматического регулирования в качестве ЦАП и нуля-органа одновременно, сравнивая заданные из ЭВМ опорные ампер-витки обмоток W_{pi} с ампер-витками измеряемой величины, подаваемой на вход III. На выходе ЦАП в этом случае получается ошибка регулирования контура стабилизации. Опытные образцы ЦАП используются в источниках стабилизируемого тока, питающих магниты накопителей заряженных частиц, где измеряемой величиной является ток электромагнита, регулируемый от 2 до 18 кА. Этот ток предварительно уменьшается в 10000 раз трансформатором постоянного тока, аналогичным описанному в работах [2—4], и затем вводится в ЦАП (на вход III) в качестве регулируемой величины.

Рассмотрим основные факторы, ограничивающие предельные возможности ЦАП:

- 1) неточность коэффициента трансформации;
- 2) шум и нестабильность нуля МК;
- 3) неточность согласования частотных характеристик в области частоты ω_n , характеризующая динамические свойства ЦАП.

Неточность коэффициента трансформации, приводящая к нелинейности ЦАП и ограничивающая число его разрядов, объясняется наличием магнитных потоков рассеяния между обмотками W_{pi} . Величина потоков рассеяния зависит от параметров сердечника \mathcal{Z} и способов намотки обмоток W_{pi} . Сердечник \mathcal{Z} изготавливается из ленточного пермаллоя толщиной 0,02—0,05 мм (например, марки 80НХС или 81НМА), обладающего высокой магнитной проницаемостью и имеющего достаточно большое сечение ($\sim 0,75 \text{ см}^2$), что способствует малой величине потоков рассеяния. Если каждую обмотку W_p при намотке распределять равномерно по периметру сердечников, неточность коэффициента трансформации W_{pn}/W_{pn-1} составляет около 10^{-6} . Если осуществлять намотку обмоток одновременно в несколько проводов, неточность трансформации уменьшается на один-два порядка. Соответственно может быть достигнута такая же дискретность и линейность преобразования кода в выходной аналоговый сигнал.

Основным источником шума ЦАП является шум МК. Магнитный шум МК ограничивает предельно возможную дискретность ЦАП. Магнитному шуму магнитных материалов посвящено много работ [5, 6, 7]. Экспериментально установлено, что в МК на второй гармонике магнитный шум уменьшается при увеличении амплитуды поля модуляции, которое должно в 10—20 раз превышать величину коэрцитивной силы H_c магнитного материала. Для получения максимального коэффициента усиления и минимального шума МК ток возбуждения I_b — должен иметь специальную форму, изображенную на рис. 2,б [7]. При таком токе достигается максимальное отношение сигнал/шум. Реальный ток I_b (рис. 2,г) формируется нелинейной индуктивностью обмоток W_b и балластным резистором R_b (рис. 1). Выбором этих величин можно получить ток, форма которого достаточно близка к оптимальной. Магнитный шум, измеренный на опытных образцах, составил 1—2 мкА в полосе частот 0—20 Гц. Исходя из этой цифры, была выбрана максимальная величина ампер-витков тока обмоток $\sum W_{pi}I_{оп} = 16 \text{ А}$, чтобы получить относительную погрешность $\sim 0,6 \div 1,2 \cdot 10^{-7}$.

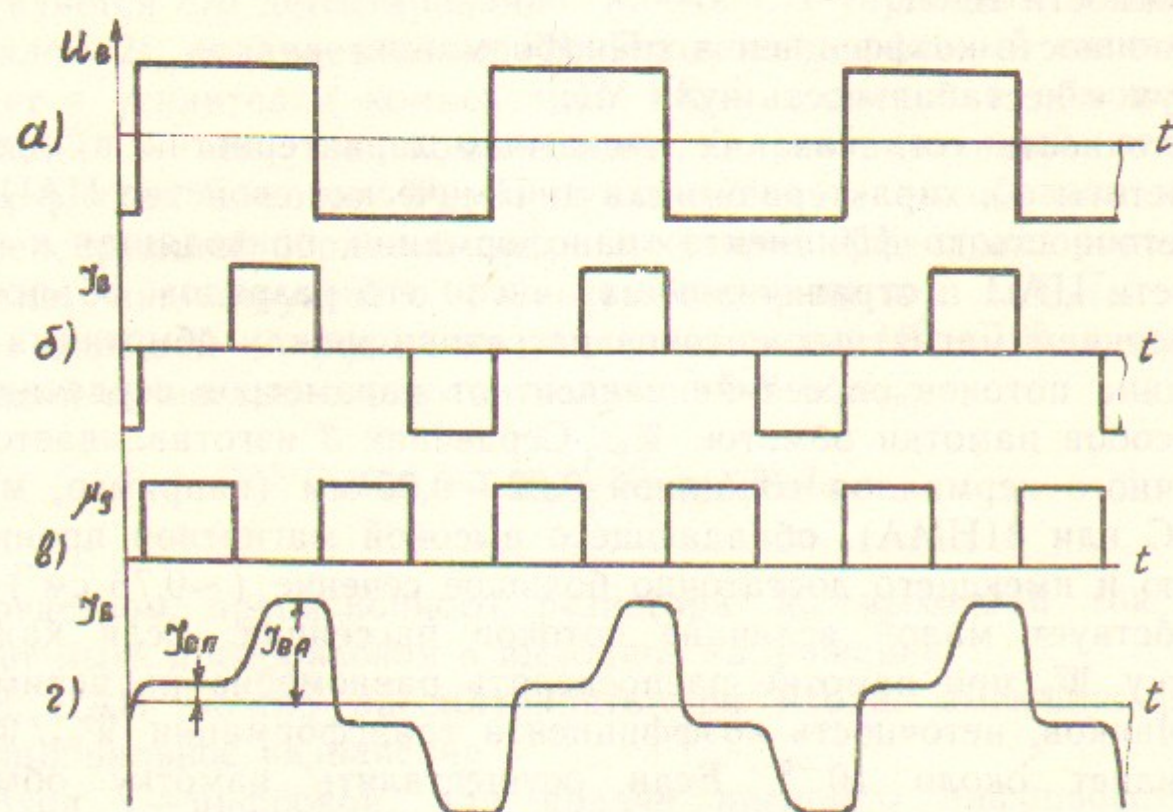


Рис. 2.

а — Напряжение генератора возбуждения U_B ; б — идеальная форма тока возбуждения I_B ; в — идеальная форма модуляции магнитной проницаемости μ_g ; г — реальная форма тока возбуждения I_B .

Кроме магнитного шума, существуют помехи частоты возбуждения, проникающие на выход ЦАП из МК. Несмотря на то, что магнитные потоки частоты возбуждения в сердечниках 1, 2 направлены встречно и взаимно компенсируются, из-за неидентичности сердечников компенсация неполная. Разностный магнитный поток в обмотке W_k наводит ток частоты возбуждения, величина которого составляет обычно 100—500 мкА в зависимости от степени идентичности сердечников. Ошибка $0,6 \div 3 \cdot 10^{-5}$ может быть уменьшена улучшением технологии изготовления сердечников или фильтрацией выходного сигнала ЦАП, что, однако, снижает его быстродействие.

Разностный магнитный поток приводит также к появлению эффекта «магнитной памяти» в сердечнике 3. Магнитная память проявляется после того, как сердечники побывали в состоянии глубокого насыщения. Происходит это, например, в момент включения устройства. Через обмотку W_k разностный магнитный поток частично переносится в сердечник 3, вызывая в нем паразитную модуляцию магнитной проницаемости. Так как в сердечнике 3 пос-

ле насыщения присутствует остаточная индукция, от модуляции разностным потоком в нем появляется магнитный поток четных гармоник частоты модуляции, который через обмотку W_k наводит в обмотке W_c сигнал четных гармоник. Наличие сигнала четных гармоник в обмотке W_c эквивалентно пропусканию через МК некоторого тока сдвига нуля, составляющего обычно 0,1—1 мА.

Для устранения ошибки от эффекта «магнитной памяти» сердечник 3 при включении замагничивается всегда в одну и ту же сторону с помощью так называемого «режима поиска», о котором будет сказано ниже. В результате неповторяемость нуля от включения к включению составляет около 10 мкА.

Точность согласования двух каналов трансформации в области частоты ω_n (трансформатора переменного тока и компенсирующей обратной связи) определяет поведение ЦАП при переходных процессах.

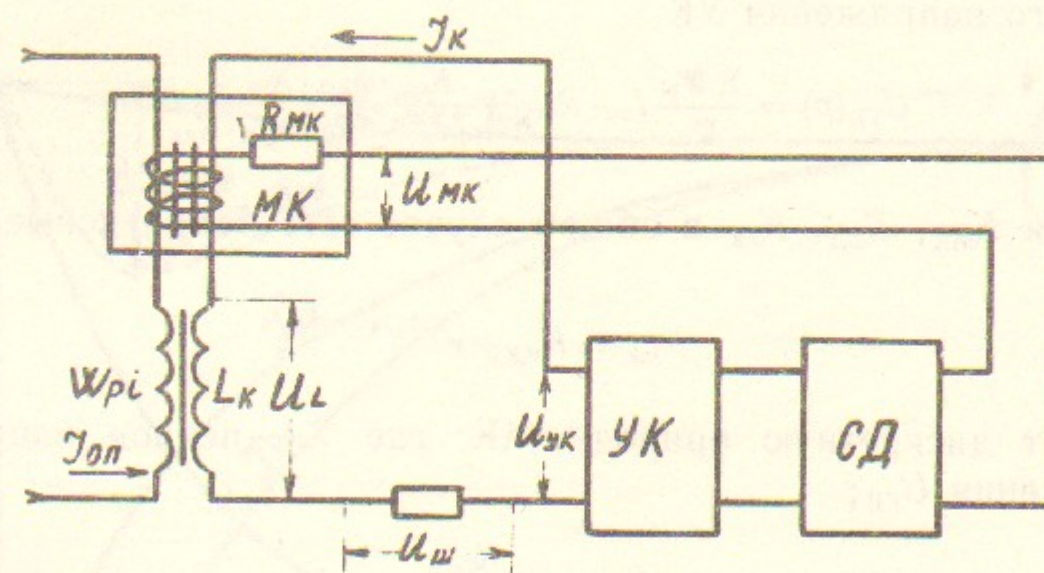


Рис. 3. Структурная схема для составления операторного уравнения цепи компенсации.

По рис. 3 составим уравнение контура тока компенсации I_k :

$$U_L + U_{ш} + U_{УК} = 0 \quad (6)$$

где

$$U_L = pL_k \left(\frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} - I_k \right); \quad U_{ш} = -R_{ш} \cdot I_k;$$

$$U_{УК} = U_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}; \quad U_{МК} = R_{МК} \left(\frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} - I_k \right),$$

$R_{МК}$ — сопротивление преобразования тока в напряжение в МК.

Подставим значения U_L , $U_{ш}$, $U_{УК}$ в уравнение (6):

$$pL_k \left(\frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} - I_k \right) - R_{ш} I_k + R_{МК} \left(\frac{\sum W_{pi}}{W_k} I_{оп} - I_k \right) K_{СД} K_{УК} = 0. \quad (7)$$

Разделим уравнение (7) на $R_{ш}$, примем $\tau_k = \frac{L_k}{R_{ш}}$, $K_{МК} = \frac{R_{МК}}{R_{ш}}$ и найдем из него значения тока компенсации

$$I_k(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \frac{p\tau_k + K_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}}{1 + p\tau_k + K_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}}, \quad (8)$$

ошибки компенсации

$$\Delta I_k(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} - I_k = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \frac{I_{оп}}{1 + p\tau_k + K_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}}, \quad (9)$$

выходного напряжения УК

$$U_{УК}(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} I_{оп} \cdot R_{ш} \frac{K_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}}{1 + p\tau_k + K_{МК} \cdot K_{СД} \cdot K_{УК}}. \quad (10)$$

Значения $K_{МК}$, $K_{СД}$, $K_{УК}$ в общем случае есть комплексные величины:

$$K_{МК} = K_{МК0} \cdot e^{-pT_b/4} \quad (11)$$

отражает дискретную природу МК, где T_b — период напряжения возбуждения $U_{ГВ}$;

$$K_{СД} = \frac{K_{СД0}}{1 + p\tau_{СД}} \quad (12)$$

где $\tau_{СД}$ — постоянная времени фильтра нижних частот синхронного детектора СД;

$$K_{УК} = \frac{K_{УК0}}{1 + p\tau_{УК}}, \quad (13)$$

где $\tau_{УК}$ отражает инерционность УК.

Как уже говорилось, МК сочетает в себе свойства магнитного усилителя и трансформатора переменного тока. При мгновенном нарастании ампер-витков $\sum W_{pi} I_{оп}$ в обмотке W_k появляется ЭДС самоиндукции, вызывающая компенсирующий ток самоиндукции $I_{КС}$ направленный встречно ампер-виткам $\sum W_{pi} I_{оп}$. В первый

момент времени ток $I_{КС}$ полностью компенсирует ампер-витки обмоток W_{pi} и цепь компенсирующей обратной связи не участвует в работе, так как ее коэффициент усиления близок к нулю. Это можно увидеть из уравнений (8), (9), (10), которые при $t \rightarrow 0$ ($p \rightarrow \infty$) принимают вид передаточной функции трансформатора переменного тока:

$$I_{КС}(p \rightarrow \infty) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \frac{p\tau_k}{1 + p\tau_k}; \quad (14)$$

$$\Delta I_k(p \rightarrow \infty) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \frac{I_{оп}}{1 + p\tau_k}, \quad (15)$$

$$U_{УК}(p \rightarrow \infty) = 0 \quad (16)$$

В дальнейшем ток $I_{КС}$ спадает (рис. 4) с постоянной времени τ_k и появляется разностный поток, который воздействует на МК,

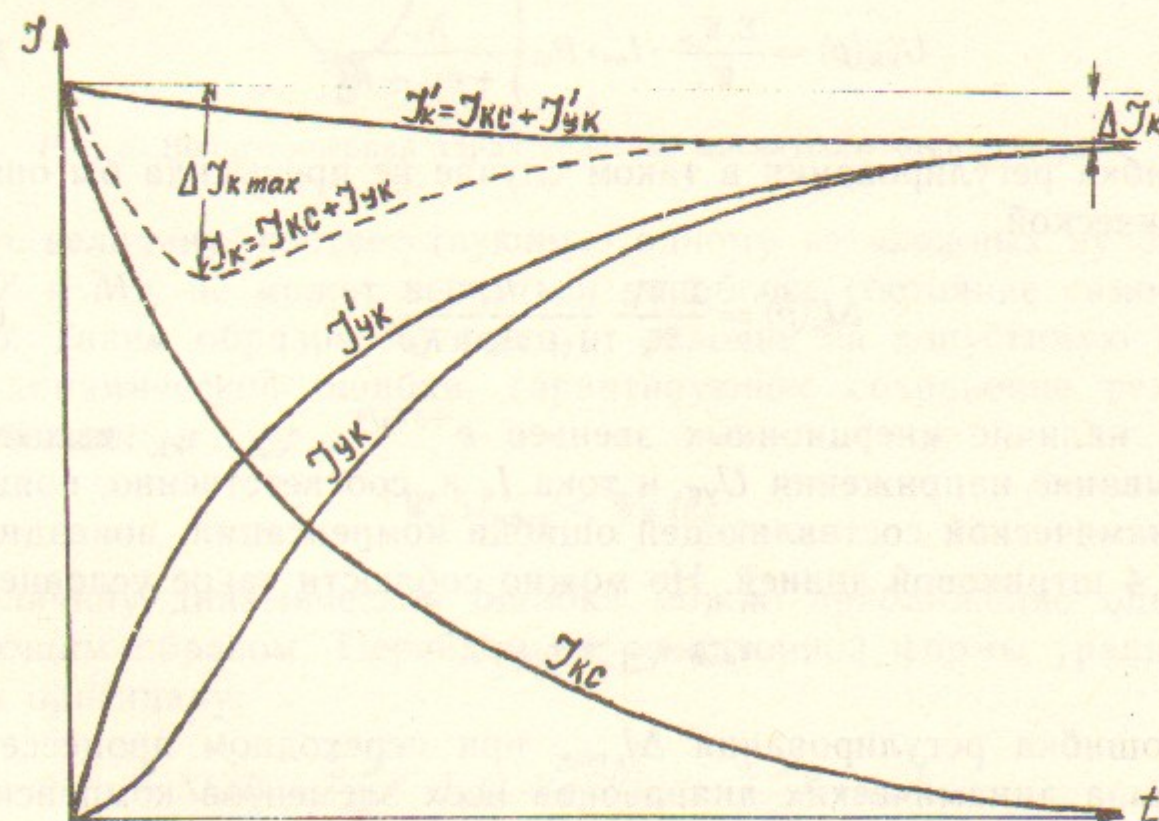


Рис. 4. Переходный процесс в области частоты сопряжения ω_n .

вызывая через компенсирующую обратную связь напряжение $U_{УК}$ на выходе УК и ток $I_{УК}$ в обмотке W_k . Через время $t \gg \tau_k$ переходный процесс заканчивается и стационарное состояние устройства определяется компенсирующей обратной связью. При $t \rightarrow \infty$ ($p \rightarrow 0$) уравнения (8), (9), (10) принимают вид:

$$I_{к0}(p \rightarrow 0) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \cdot \frac{K_0}{1 + K_0}, \quad (17)$$

$$\Delta I_k(p \rightarrow 0) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot \frac{I_{оп}}{1 + K_0}, \quad (18)$$

$$U_{уК0}(p \rightarrow 0) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \cdot R_{ш} \frac{K_0}{1 + K_0}, \quad (19)$$

где $K_0 = K_{МК0} \cdot K_{СД0} \cdot K_{УК0}$.

Если бы компенсирующая обратная связь была безынерционной, напряжение $U'_{уК}$ и ток $I'_{уК}$ нарастали бы с той же постоянной времени, с какой спадает ток самоиндукции $I_{кС}$ (см. рис. 4), компенсируя его спад:

$$I'_{уК}(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \frac{p\tau_k + K_0}{1 + p\tau_k + K_0}; \quad (20)$$

$$U'_{уК}(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \cdot R_{ш} \frac{K_0}{1 + p\tau_k + K_0}. \quad (21)$$

Ошибка регулирования в таком случае не превысила бы ошибки статической

$$\Delta I'_k(p) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot \frac{I_{оп}}{1 + p\tau_k + K_0}. \quad (22)$$

Однако наличие инерционных звеньев $e^{-pT_B/4}$, $\tau_{СД}$, $\tau_{УК}$ вызывает запаздывание напряжения $U_{уК}$ и тока I_k и, соответственно, появление динамической составляющей ошибки компенсации, показанной на рис. 4 штриховой линией. Но можно соблюсти такое условие

$$\tau_k \gg \tau_{СД} \gg \tau_{УК},$$

чтобы ошибка регулирования $\Delta I_{кmax}$ при переходном процессе не превышала динамических диапазонов всех элементов компенсирующей обратной связи, т. е. при подаче ступеньки тока $W_{pi}I_{оп}$ эти элементы останутся в линейном режиме. Действительно, на компенсирующую обратную связь воздействует не ступенька тока, а медленный, экспоненциально нарастающий ток с постоянной времени τ_k , что объясняется фильтрующим действием трансформатора переменного тока.

Условие линейного режима при переходном процессе особенно важным является для магнитного компаратора МК, имеющего

сложную вольт-амперную характеристику (ВАХ) с наличием участков с отрицательным сопротивлением и так называемыми ложными нулями (рис. 5). Ампер-витки обмоток W_{pi} намного превышают рабочую область $B'AB$ МК, и если величина динамической ошибки $\Delta I_k W_k$ превысит величину $W_B I_{BA}$ на ВАХ, ошибка при-

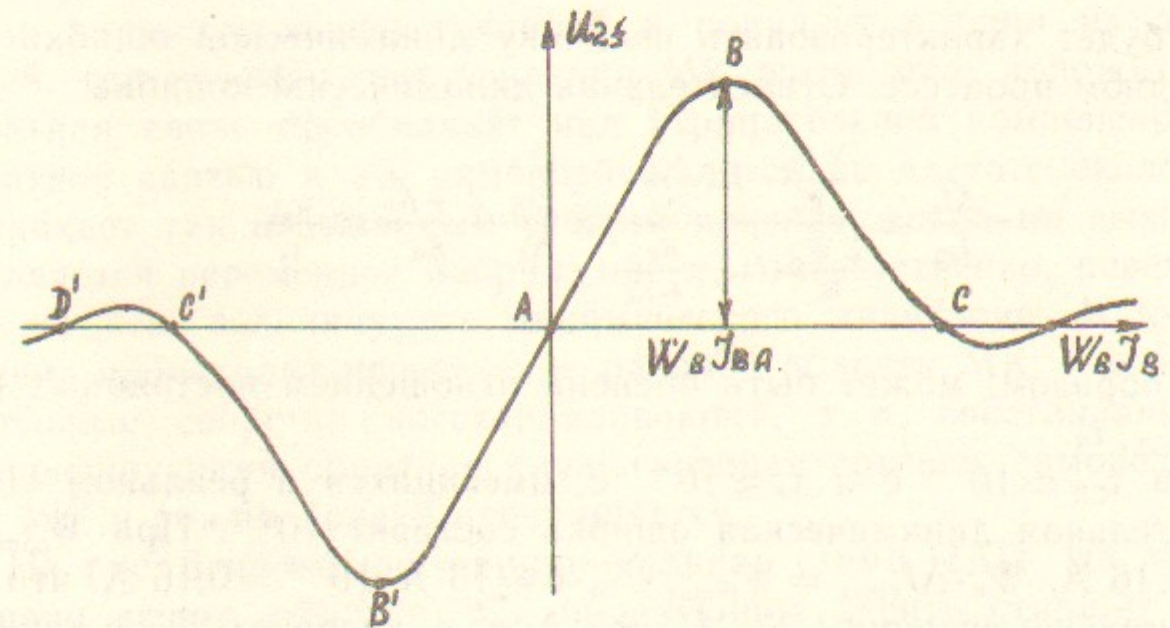


Рис. 5. Вольт-амперная характеристика магнитного компаратора.

нимает величину, соответствующую одному из «ложных нулей» D или D' и МК не может вернуться в рабочее состояние самостоятельно. Таким образом, существует условие на допустимую величину динамической ошибки, гарантирующее сохранение режима компенсации:

$$W_k \Delta I_{кmax} < W_B I_{BA}. \quad (23)$$

Величину динамической ошибки можно приближенно оценить следующим образом. Перейдем от операторной формы уравнения (15) к оригиналу:

$$\Delta I_k(t) = \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} (1 - e^{-t/\tau_k}) \approx \frac{\sum W_{pi}}{W_k} \cdot I_{оп} \frac{t}{\tau_k}. \quad (24)$$

Предположим, что коэффициент усиления компенсирующей обратной связи нарастает не экспоненциально с постоянной времени $\tau_{СД}$, а мгновенно через время задержки, равное $\tau_{СД}$:

$$K(p) \approx \frac{K_0}{1 + p\tau_{СД}} \approx K_0 \cdot e^{-p\tau_{СД}}.$$

За время $\tau_{сд}$ ток самоиндукции $I_{КС}$ успеет уменьшиться на величину

$$\Delta I_{к}(t) \cong \frac{\sum W_{pi}}{W_{к}} I_{оп} \frac{\tau_{сд}}{\tau_{к}}, \quad (25)$$

что и будет характеризовать величину динамической ошибки при переходном процессе. Относительная динамическая ошибка

$$\delta = \frac{\Delta I_{к}}{I_{к0}} \cong \frac{\frac{\sum W_{pi}}{W_{к}} \cdot I_{оп} \cdot \frac{\tau_{сд}}{\tau_{к}}}{\frac{\sum W_{pi}}{W_{к}} \cdot I_{оп} \cdot \frac{K_0}{1+K_0}} \cong \frac{\tau_{сд}}{\tau_{к}} \cdot \frac{1+K_0}{K_0} \cong \frac{\tau_{сд}}{\tau_{к}}, \quad (26)$$

таким образом, может быть оценена отношением постоянных времени $\tau_{сд}/\tau_{к}$.

При $\tau_{сд} \approx 10^{-3}$ с и $\tau_{к} \approx 10^{-1}$ с, имеющих в реальном ЦАП, относительная динамическая ошибка составит 10^{-2} . При $W_{pi\max} \times I_{оп} \approx 16$ А, $W_{к} \cdot \Delta I_{к\max} = W_{pi\max} \cdot I_{оп} \cdot \delta = 16 \text{ А} \cdot 10^{-2} = 0,16$ А, что намного меньше величины $W_{в} \cdot I_{вА} \approx 2$ А, т. е. условие (23) с запасом соблюдается, что надежно гарантирует режим компенсации при любых переходных процессах. Однако, чтобы получить ЦАП, обладающий большим быстродействием и точностью $10^{-5} - 10^{-6}$, нужно или уменьшить величину постоянной времени $\tau_{сд}$, что практически бывает невозможно, или увеличить $\tau_{к}$. Последнее было достигнуто введением дополнительной обратной связи через обмотку $W_{ос}$, помещенную на МК (см. рис. 1). ЭДС самоиндукции, наводимая в обмотке $W_{ос}$ при переходном процессе, подается на вход УК и на выходе его появляется составляющая напряжения, дополнительно препятствующая спаданию тока $I_{КС}$. Действие такой обратной связи приводит к умножению $\tau_{к}$ на величину петлевого усиления дополнительной обратной связи ($\sim 10^2 \div 10^4$) и к сдвигу частоты сопряжения ω_n в область очень низких частот, где усиление цепи компенсирующей обратной связи велико

$$\Delta I_{к}(p) = \frac{\frac{\sum W_{pi}}{W_{к}} \cdot I_{оп}}{1 + p\tau_{к} \left(1 + \frac{K_{доп}}{1 + p\tau_{УК}} \right) + K_{МК} \cdot K_{сд} \cdot K_{УК}}, \quad (27)$$

где $K_{доп} = K_{УК} \frac{W_{ос}}{W_{к}}$ — коэффициент усиления дополнительной обратной связи.

При включении ЦАП МК должен быть предварительно введен в рабочую область $V'AB$ (рис. 5). Найден простой и надежный способ: усилитель компенсации УК охватывается положительной обратной связью (в виде моста Вина) определенной глубины. За пределами рабочей области МК, когда компенсирующая обратная связь оказывается неустойчивой и попадает в один из ложных нулей, где коэффициент усиления МК очень мал, положительная обратная связь преобладает над отрицательной компенсирующей обратной связью и УК самовозбуждается на частоте около 1 Гц. Возникает так называемый «режим поиска», когда на выходе УК появляется переменное напряжение и, соответственно, переменный ток на всю величину его динамического диапазона. В какой-то момент происходит пересечение рабочей области МК, где его усилительные свойства восстанавливаются, т. е. восстанавливается компенсирующая обратная связь, которая срывает самовозбуждение УК, и режим поиска прекращается.

На рис. 6 приведена принципиальная схема ЦАП. На МК размещено десять обмоток W_{pi} , образующих десять старших разрядов. Старшая обмотка имеет 512 витков, младшая 1. Десять младших разрядов реализуются интегральным ЦАП типа 572ПА1 (A_3) совместно с операционным усилителем A_2 . Ток младших разрядов, определяемый величиной резисторов R_1, R_2 , вводится в специальную обмотку МК $W_{и}$ имеющую десять витков. Разрядные обмотки коммутируются ключами $A_9 - A_{13}$ типа 590КНЧ, имеющими в себе схему управления, согласованную с ТТЛ. На управляющие входы ключей подаются десять старших разрядов цифрового двоичного кода. Смена полярности выходного сигнала ЦАП осуществляется сменой направления опорного тока $I_{оп}$ в обмотках W_{pi} и $W_{и}$ посредством ключей A_1, A_{14} .

Операционный усилитель A_8 и регулирующий транзистор VT_6 образуют внутренний источник опорного напряжения. Опорное напряжение снимается со стабилитрона VD_2 и подается в стабилизатор тока (A_7, VT_4, VT_5), преобразующий опорное напряжение в опорный ток $I_{оп}$. В эмиттер регулирующего транзистора VT_4 включен прецизионный резистор R_8 , определяющий величину $I_{оп} \approx 16$ мА, в коллекторной цепи — обмотки W_{pi} .

Генератор возбуждения (ГВ) сердечников 1, 2 МК состоит из задающего генератора D_2 , триггеров деления частоты $D_{1-1} - D_{1-2}$, выходного ключевого каскада A_6 , выходного трансформатора Tr . Предусмотрена стабилизация среднего значения тока возбуждения $I_{в}$ транзистором VT_3 , потенциометром R_7 регулируется ток $I_{в}$

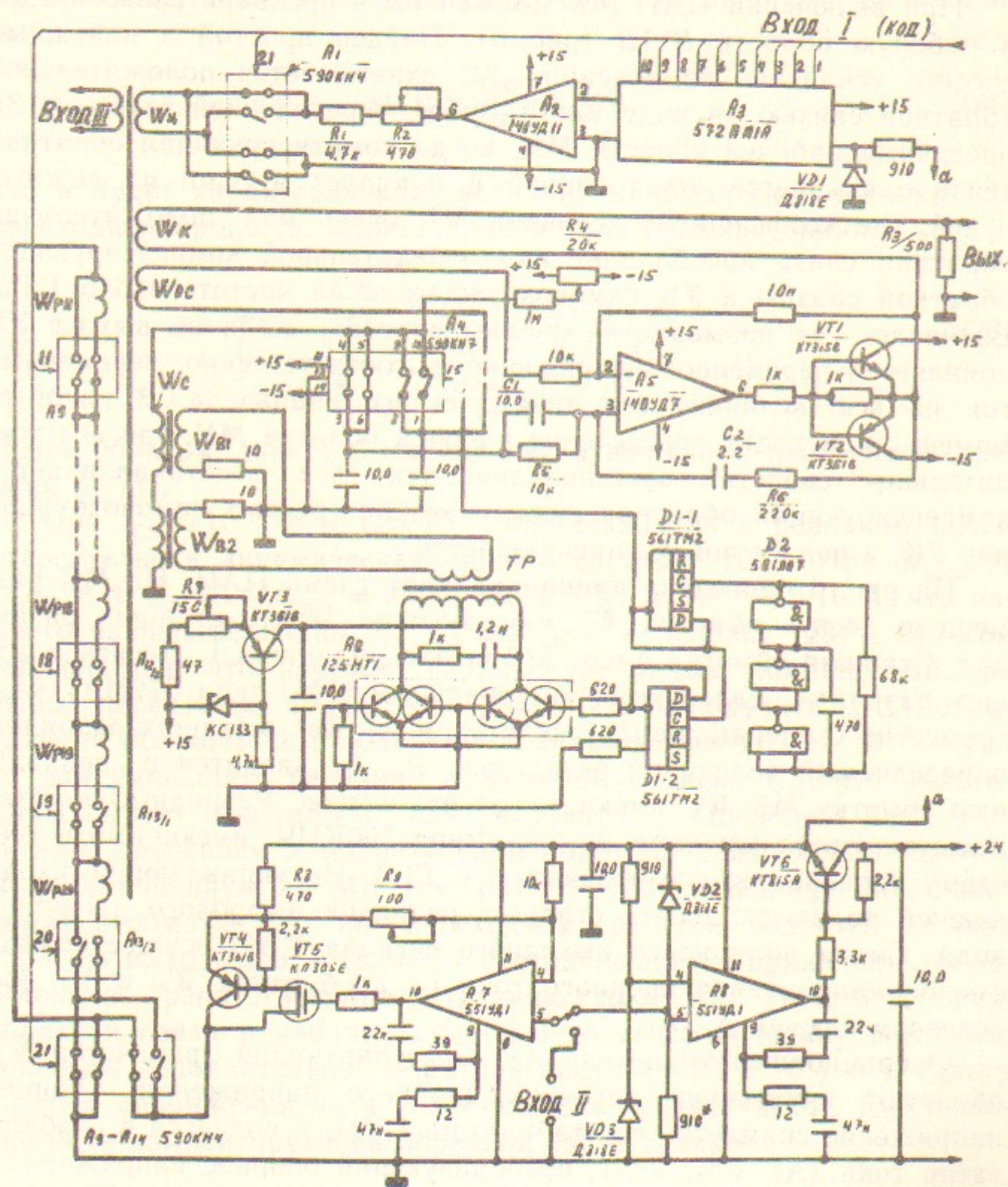


Рис. 6. Принципиальная схема ЦАП.

(рис. 2,з) таким образом, чтобы его амплитуда I_{BA} в 10—20 раз превышала ток полочки I_{BP} , что способствует стабильности нуля МК.

Синхронный детектор выполнен на ключах интегральной схемы A_4 . Усилитель A_5 и выходной каскад VT_1 VT_2 образуют усилитель компенсации УК. Сигнал, пропорциональный коду, снимается с прецизионного резистора R_3 . При $R_3 = 500$ Ом выходное напряжение, соответствующее максимальному коду, составляет $\pm 8,192$ В. Элементы $R_5 R_6 C_1 R_2$ образуют положительную обратную связь режима поиска. Потенциометром R_4 осуществляется установка нуля ЦАП.

Испытания и опыт эксплуатации ЦАП показали следующие результаты.

Шум выходного напряжения зависит от кода, записанного в ЦАП. При $U_{вых} = 0$ проявляется, в основном, магнитный шум МК, который сосредоточен в области низких частот и в диапазоне 0—20 Гц составляет около $1 \mu\text{В}$ эффективного значения. При $U_{вых} = \pm 8,192$ В шум увеличивается до 4—8 $\mu\text{В}$, что объясняется шумом опорного источника (в основном стабилитрона VD_2). Кроме шумов, в выходном напряжении ЦАП присутствуют пульсации частот модуляции МК. Их величина определяется качеством МК, т. е. степенью идентичности сердечников 1, 2. В опытных образцах ЦАП пульсации составляют 100—500 $\mu\text{В}$ эффективного значения.

Температурный дрейф нуля $U_{вых}$ составляет $\sim 0,1 \mu\text{В}/1^\circ\text{C}$. Температурный дрейф коэффициента преобразования определяется температурными коэффициентами резисторов R_3 , R_8 и стабилитрона VD_2 . ТКЕ стабилитрона путем подбора оптимального рабочего тока может быть уменьшен до величины $10^{-6}/1^\circ\text{C}$. ТКС резисторов R_3 , R_8 типа С5-61, по нашим измерениям, составляет $1 \div 2 \cdot 10^{-6}/1^\circ\text{C}$. Стабилитрон и резисторы помещены в активный термостат, где поддерживается температура $60 \pm 1^\circ\text{C}$. В результате, нестабильность коэффициента преобразования не превышает $1 \div 2 \cdot 10^{-6}$ в диапазоне температур 15—35 $^\circ\text{C}$.

Нелинейность преобразования ЦАП зависит от способа намотки разрядных обмоток W_{pi} . Первый МК, изготовленный нами, мотался без соблюдения каких-либо правил. В результате нелинейность преобразования достигала $2 \cdot 10^{-5}$. Если каждую обмотку разряда равномерно распределять по периметру сердечников, ошибка преобразования уменьшается до $2 \cdot 10^{-6}$. И, наконец, если осуществлять намотку обмоток одновременно в несколько проводов, нелинейность уменьшается еще на один-два порядка. В настоящее время намотку мы осуществляем следующим образом: мота-

ются 128 витков в 7 проводов одновременно. Из полученных секций составляются обмотки старших разрядов 512, 256 и 128 витков. Остальные обмотки мотаются обособленно, но по возможности равномерно по периметру. Проверка нелинейности кода в ампер-витки тока осуществлялась встречным включением разрядных обмоток. Если включить все обмотки в одном направлении, а обмотку старшего разряда встречно, разность будет равна величине младшего разряда:

$$I_{\text{оп}} \left(W_n - \sum_{i=1}^{n-1} W_i \right) = I_{\text{оп}} \cdot W_1 + \delta,$$

где δ — ошибка преобразования. Точность измерения ограничивалась магнитными шумами, и можно сказать, что нелинейность составляла не более 10^{-7} .

В случае использования ЦАП в качестве нуля органа ампер-витки разрядных обмоток сравниваются с ампер-витками измеряемого тока, и на выходе ЦАП возникает сигнал ошибки, используемый для воздействия на регулятор системы регулирования. В этом случае процесс преобразования кода в ампер-витки является единственной причиной нелинейности преобразования. Однако сравнение может быть осуществлено и вне ЦАП, и в таком случае он может быть источником опорного тока или напряжения. При таком использовании возникают дополнительные нелинейности: нелинейность компенсирующей обратной связи и нелинейность преобразования тока в напряжение. Таким образом, использование ЦАП в качестве нуля органа предпочтительнее.

Нелинейность компенсирующей обратной связи в силу большого коэффициента усиления мала и не превышает 10^{-7} . Нелинейность преобразования тока в напряжение имеет тепловую природу и связана с саморазогревом шунта R_3 под действием проходящего через него тока. При использовании двух резисторов С5-61 1 кОм, соединенных параллельно, она составила $5 \cdot 10^{-6}$. Устранить столь большую нелинейность можно было бы разработкой специальной конструкции резисторов R_3 и R_8 , где они располагались бы по обе стороны одной подложки, имея между собой хороший тепловой контакт и одинаковый ТКС, что вызвало бы компенсацию температурного ухода резистора R_3 .

Быстродействие ЦАП определяется верхней граничной частотой МК как трансформатора тока, которая составила 50 кГц, что соответствует постоянной времени установления выходного сигнала

около 3 мкс. Неточность согласования частотных характеристик в области частоты ω_n при переходном процессе дает динамическую ошибку $\approx 1 \div 2 \cdot 10^{-6}$ при записи в ЦАП ступеньки максимального кода.

В процессе плавной перестройки в выходном сигнале ЦАП появляются выбросы или провалы, связанные с тем, что времена установления сигналов от каждого разряда несколько отличаются из-за разной степени связи разрядных обмоток с обмоткой компенсации. Практически наблюдаемые выбросы и провалы имеют амплитуду около $1 \cdot 10^{-3}$ от выходного сигнала и длительность около 1 мкс. Борьбу с выбросами, если они нежелательны, можно осуществить их стробированием в выходном сигнале.

На рис. 7 схематично показана конструкция МК и размеры сердечников. Выбор диаметра сердечников определяет качество МК. Необходимо стремиться, насколько позволяет технология,

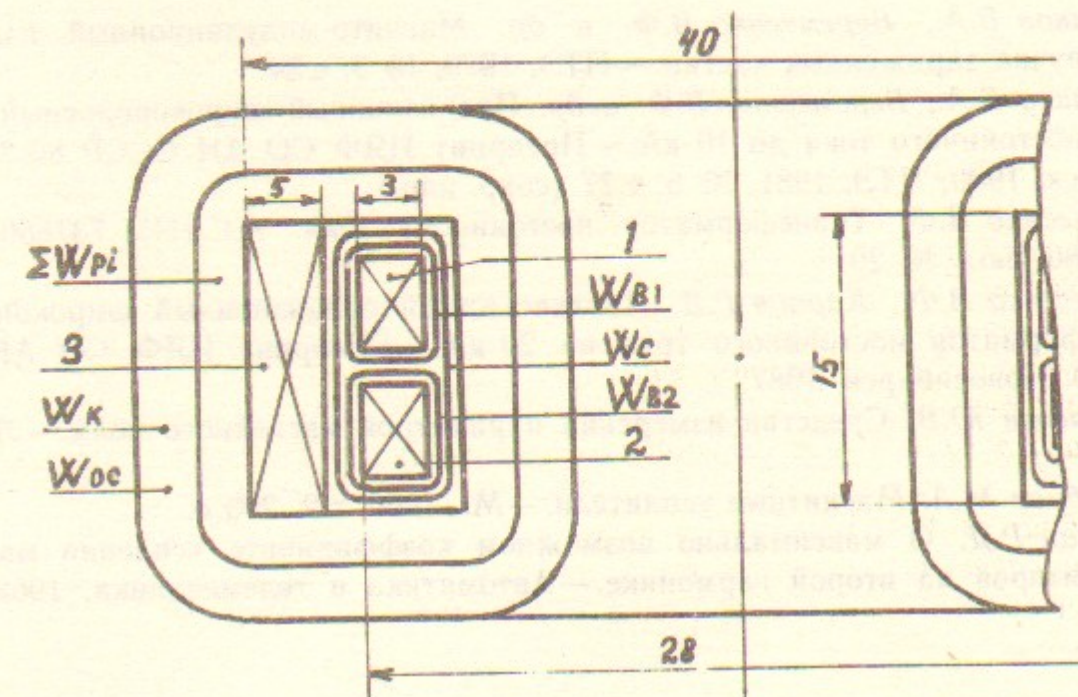


Рис. 7. Конструкция магнитного компаратора.

брать их наименьшими. Это позволяет получить большую величину поля от ампер-витков W_{pi} :

$$H_p = \frac{\sum_{i=1}^n W_{pi} \cdot I_{\text{оп}}}{l},$$

где l — длина периметра сердечника, и, таким образом, улучшить

отношение полезного сигнала к магнитному шуму, или уменьшить необходимую величину ампер-витков обмоток W_{pi} .

Намоточные данные обмоток МК:

$$W_{B1} = W_{B2} = 50,$$

$$W_c = 150,$$

$$W_k = W_c = 1000,$$

$$W_{p1} = 1, W_{p2} = 2, \dots, W_{10} = 512,$$

$$W_u = 10.$$

Обмотки W_k , W_c , W_p мотаются равномерно внавал без межслойной изоляции. Все обмотки выполнены проводом ПЭВ-2 $\varnothing 0,12$ мм.

В заключение автор выражает благодарность доктору физ.-мат. наук М.М. Карлинеру за прочтение рукописи и ценные замечания.

ЛИТЕРАТУРА

1. Баклаков Б.А., Веремеенко В.Ф. и др. Магнито-модуляционный измеритель тока пучка заряженных частиц. — ПТЭ, 1979, № 3, с.34.
2. Баклаков Б.А., Веремеенко В.Ф. и др. Прецизионный широкополосный измеритель постоянного тока до 10 кА. — Препринт ИЯФ СО АН СССР 80-83. Новосибирск, 1980; ПТЭ, 1981, № 6, с.77 (сокр. вар.).
3. Веремеенко В.Ф. Трансформатор постоянного тока. А.С.(И) 737850, опубл. 30.05.80, бюл. № 20.
4. Веремеенко В.Ф., Карпов Г.В. Двухкаскадный прецизионный широкополосный трансформатор постоянного тока на 20 кА. — Препринт ИЯФ СО АН СССР 87-119. Новосибирск, 1987.
5. Афанасьев Ю.В. Средства измерений параметров магнитного поля. — Л.: 1979, 217 с.
6. Розенблат М.А. Магнитные усилители. — М., 1960, т.2, 203 с.
7. Беркман Р.Я. О максимально возможном коэффициенте усиления магнитных модуляторов на второй гармонике. — Автоматика и телемеханика, 1962, № 10, с.1385.

В.Ф. Веремеенко

**Цифроаналоговый преобразователь
на основе магнитного компаратора**

Ответственный за выпуск С.Г.Попов

Работа поступила 22 апреля 1988 г.
Подписано в печать 5.05.1988 г. МН 08301
Формат бумаги 60×90 1/16 Объем 1,7 печ.л., 1,4 уч.-изд.л.
Тираж 180 экз. Бесплатно. Заказ № 67

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