

Л. Г. ЧУБРИКОВ

### ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКОГО СИЛОИЗМЕРИТЕЛЯ В ЦИФРОВОЙ КОД<sup>1</sup>

Предлагаемый преобразователь предназначен для ввода в цифровую управляющую вычислительную машину (ЦУВМ) информации о величине усилий прокатки. Эта информация необходима при измерении толщины прокатываемого металла в каждом пропуске по известному уравнению Головина-Симса [1]

$$h = s + \frac{P}{C}, \quad (1)$$

где  $h$  — толщина прокатываемого металла, мм;  
 $s$  — раствор валков ненагруженной клетки, мм;  
 $P$  — усилие прокатки, т;  
 $C$  — жесткость клетки, т/мм.

Так как раствор валков  $s$  на толстолистовых станах меняется в очень широких пределах, то получить необходимую точность при его измерении удастся только при помощи дискретного метода. Это условие вызывает необходимость и второе слагаемое уравнения (1) представить в дискретной форме.

Данные о величине усилия прокатки и толщины прокатываемого металла требуются также для расчета обжатий таким образом, чтобы в каждом пропуске полностью использовались энергосиловые возможности стана.

На рис. 1 показаны типичные осциллограммы усилия прокатки в начальных и конечных пропусках при прокатке толстых листов на стане 3500 НТМК. Они получены лабораторией обработки металлов давлением Института металлургии Уральского филиала АН СССР в августе 1961 г.

Эти осциллограммы показывают, что время начальных пропусков составляет всего около 0,7 сек, причем напряжение силоизмерителя достигает своего максимума в пропуске в течение 0,15—0,2 сек. Время конечных пропусков доходит до 8—10 сек, а усилия прокатки в течение пропусков могут иметь значительные колебания. Особенно ярко это выражено в начале или в конце пропусков, когда в результате быстрого охлаждения концов листа происходит резкое возрастание усилий прокатки.

<sup>1</sup> В работе принимал участие В. П. Каюрин.

При прокатке специальных сталей, обладающих пониженной теплопроводностью, такие «выбросы» в величине усилий прокатки можно наблюдать и в начале и в конце пропуска.

Исходя из специфики работы преобразователя в условиях прокатных цехов и характеристик тензометрических силоизмерителей, можно установить требования, которым должен удовлетворять преобразователь:

1. Скорость преобразования должна быть такой, чтобы иметь возможность за 0,2—0,3 сек преобразовать максимальный уровень сигнала. С другой стороны, работа преобразователя при той же чувствительности должна быть впоследствии настолько медленной, чтобы он не реагировал на резкие изменения усилия прокатки.

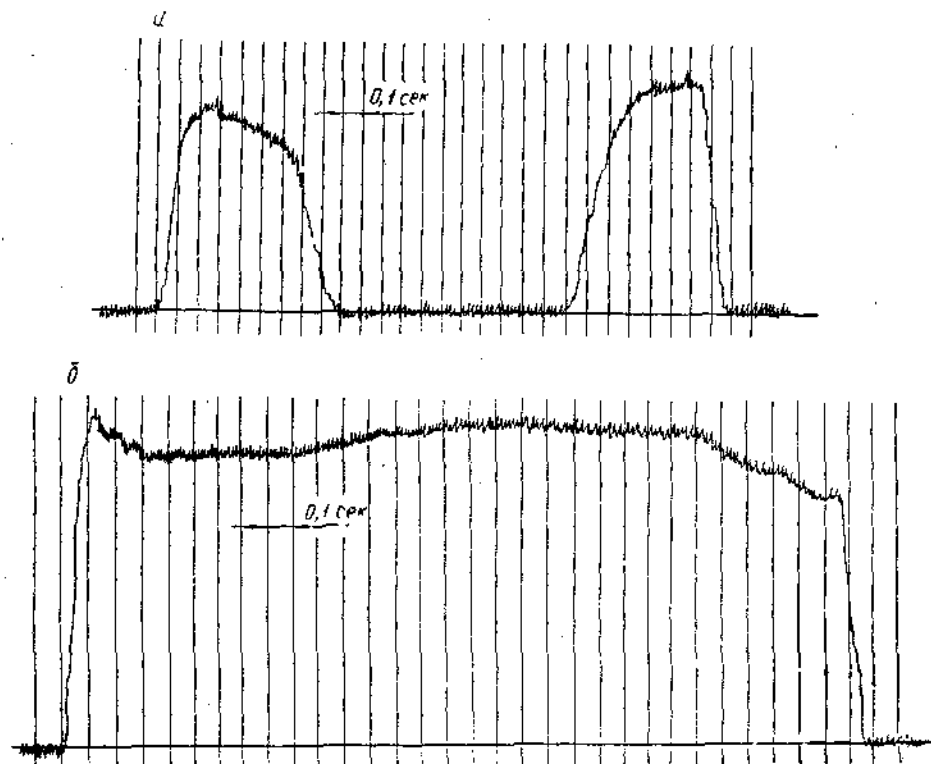


Рис. 1. Осциллограммы усилия прокатки толстых листов:  
а — начальных пропусков; б — конечных пропусков.

2. Преобразователь должен регистрировать в каждом пропуске максимальное «сглаженное» усилие прокатки.
3. Нижний порог чувствительности должен быть не выше 30—40 мкс, что обусловлено выходным напряжением силоизмерителя.
4. Точность преобразования должна быть не ниже 1%, что определяется точностью технических расчетов в технологии прокатки.
5. Должна быть высокая стабильность нуля во времени.
6. Необходима хорошая защищенность от случайных импульсов напряжения на входе.
7. Преобразователь должен хранить информацию о величине усилия прокатки за пропуск до соответствующего сигнала с ЦУВМ, приводящего схему преобразователя в исходное состояние.



триггер ТУ1, который, в свою очередь, опрокидывает ТУ2. Управляющий триггер ТУ2 открывает клапан К1 и импульсы частотой 400 гц с формирователя Ф2 накапливаются в двончном счетчике (Ф2 необходим из-за искажения формы импульсов после Ф1 делителем). В процессе накопления импульсов БОС непрерывно выдает  $u_{oc}$ , соответствующее накопленному коду, которое сравнивается с  $u_{ex}$ . При  $u_{ex} - u_{oc} = 0$  импульсы в цепи исчезают и процесс накопления прекращается. При небольшом уменьшении  $u_{ex}$  с Ф3 поступает импульс, соответствующий  $u_{ex} - u_{oc} < 0$ , который возвращает ТУ2 в исходное состояние, в результате чего К1 закрывается, а К2 открывается. После такого переключения схема становится нечувствительной к быстрым изменениям усилий прокатки, так как импульсы на счетчик поступают с делителя Д частотой всего около 5 импульсов в секунду. Так как счетчик неререверсивный, то накопленное число остается в нем и после пропуса. Импульсами гашения с ЦУВМ перед началом следующего пропуса схема приводится в исходное состояние.

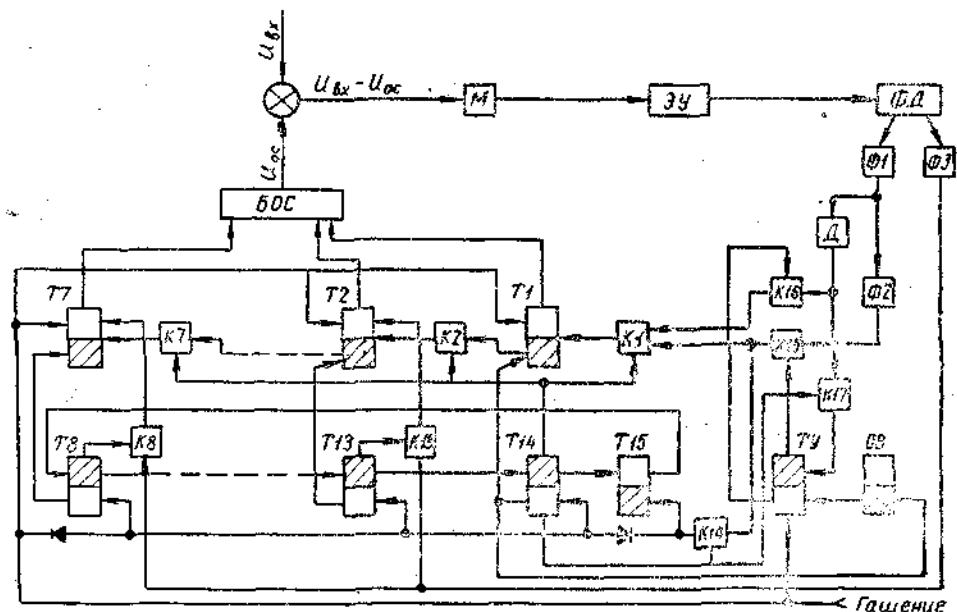


Рис. 3. Структурная схема преобразователя с форсировкой методом последовательного приближения.

Недостаток данной схемы — отсутствие надежного бездрейфового модулятора микротоков, работающего на частоте 400 гц. Возможность длительного использования вибрационных преобразователей на 400 гц в условиях прокатных цехов не проверена. Полупроводниковые и другие модуляторы, известные в настоящее время, имеют значительный дрейф нуля во времени. В связи с этим предлагается еще два варианта схемы преобразователя, где в качестве модулятора используется обычный вибропреобразователь, работающий на частоте 50 гц. Эти вибропреобразователи широко применяются в автоматических электронных потенциометрах в прокатных цехах.

Для повышения скорости работы преобразователя используется форсирующее устройство, которое включается в начале преобразования.

Схема преобразователя (рис. 3), в котором для повышения скорости преобразования применен метод последовательного приближения, работает следующим образом.

В исходном состоянии клапаны К17, К16, К14 открыты, остальные закрыты. Первый импульс с Д через открытый К17 переводит ТУ в другое состояние, в результате чего открывается К15. Импульсы частотой 50 гц с Ф2 через К15 и К14 поступают на схему последовательного приближения, представляющую собой кольцевой счетчик на восьми триггерах с системой клапанов. Первый импульс с Ф2 перебрасывает в другое состояние триггер Т8, в результате чего открывается К8 и триггер старшего разряда Т7 переводится в положение 1. Если  $u_{oc}$ , соответствующее старшему разряду, меньше  $u_{ex}$ , то Т7 остается в этом состоянии, а если больше, то сигнал ошибки  $u_{ex} - u_{oc}$  становится отрицательным и импульсом с Ф3 через открытый К8 триггер Т7 возвращается в исходное состояние. Следующий импульс с Ф2 перебрасывает Т9, что сопровождается открыванием К9 и переводом Т6 в положение 1. Производится сравнение нового уровня  $u_{oc}$  с  $u_{ex}$ . Если  $u_{ex} - u_{oc} > 0$ , то Т6 остается в поло-

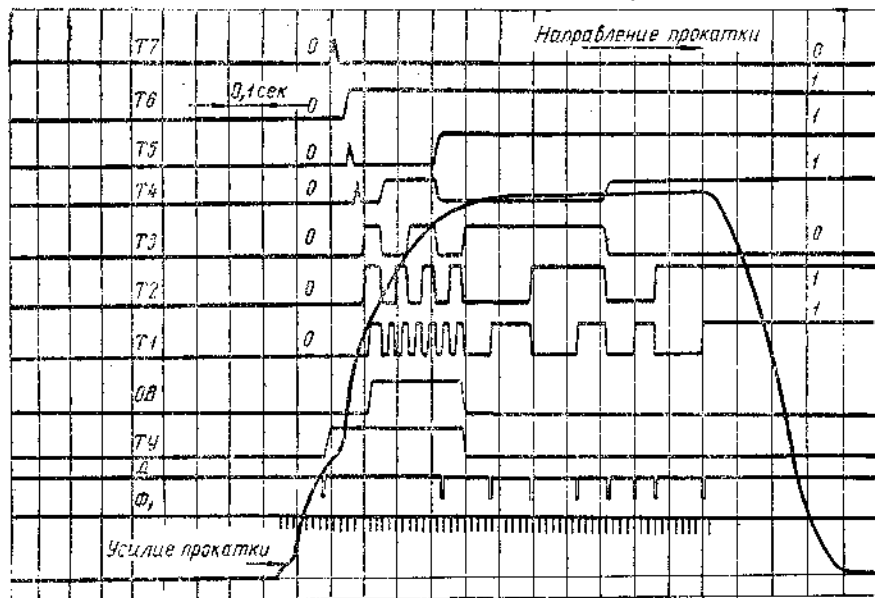


Рис. 4. Осциллограмма работы преобразователя, использующего для форсирования метод последовательного приближения.

жении 1, если  $u_{ex} - u_{oc} < 0$ , то импульсом с Ф3 через открытый К9 триггер Т6 возвращается в исходное состояние и так далее до Т1. Таким образом происходит ступенчатая компенсация входного напряжения со временем не более 0,24 сек. При переходе Т14 в положение 1 закрываются К17 и К14, открываются К1—К7 и одновибратор времени ОВ переводится в квазиустойчивое состояние. В течение около 0,25 сек, пока ОВ находится в квазиустойчивом состоянии, если усиление прокатки еще возрастает, идет процесс накопления импульсов с частотой 50 импульсов в секунду. При возврате ОВ в устойчивое состояние импульсом с него управляющий триггер ТУ возвращается в положение 0, в результате чего К15 закрывается, а К16 — открывается.

Теперь на К1 импульсы поступают с делителя Д, что делает схему нечувствительной к быстрым изменениям  $u_{ex}$ .

В исходное состояние схема приводится серией импульсов гашения.

На рис. 4 приведена осциллограмма работы описанной выше схемы.

Усилие прокатки измерялось при помощи двух мессдоз с проволочными датчиками сопротивления. Мессдозы устанавливались под оба нажимных винта. Показания одной мессдозы в виде напряжения постоянного тока преобразовывались в двоичный код и в цифровой форме регистрировались осциллографом ОУ-24-51. Для наглядности на ту же фотобумагу записывались показания второй мессдозы, качественно повторяющие все изменения  $u_{sx}$  преобразователя.

На осциллограмме зарегистрировано максимальное усиление прокатки, соответствующее числу 0111011 в двоичном исчислении или, после перевода, числу 59 в десятичном исчислении. Необходимый масштаб выбирается в зависимости от конкретного применения. В нашем случае (лабораторный стан 200) каждая единица соответствует 0,5 т.

Основным недостатком этой модификации является ее относительная сложность и большое количество элементов. На рис. 5 предлагается бо-

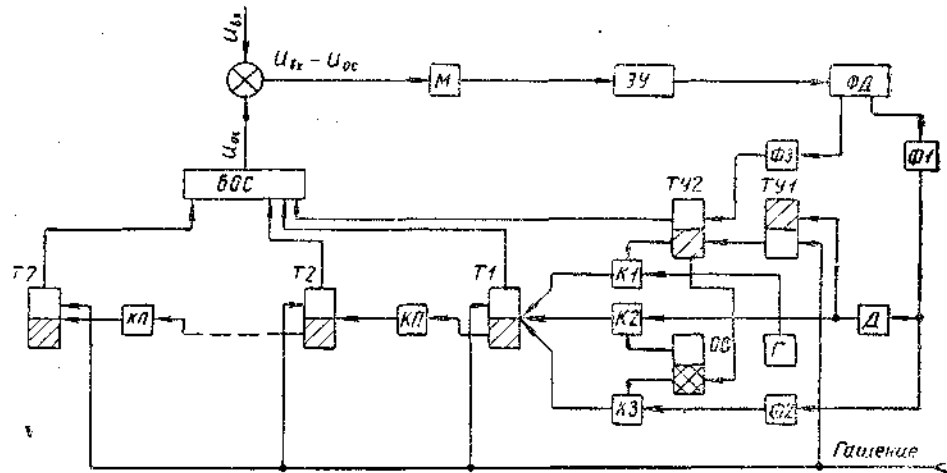


Рис. 5. Структурная схема преобразователя с форсирующим генератором.

лее экономичная схема преобразователя. В ней количество электронных ламп сокращено почти наполовину по сравнению со схемой рис. 3. Это достигается введением в схему автономного форсирующего генератора с частотой генерирования 500 импульсов в секунду.

В начале пропуски происходит «грубая» форсированная обработка рассогласования  $u_{sx} - u_{oc}$ . Так как модулятор работает с частотой 50 гц, то контроль за состоянием обработки, — исправлена ли ошибка рассогласования или нет, — производится через каждые 10 импульсов. Для того чтобы при обработке преобразователь не проходил дальше положения полной компенсации  $u_{sx} - u_{oc} = 0$ , в схеме предусмотрено «упреждение» путем добавления к  $u_{oc}$  «упреждающего» напряжения, пропорционального коду числа 10.

В исходном состоянии клапан К2 открыт, К1 и К3 закрыты. Первый импульс с Д опрокидыванием ТУ1 переводит ТУ2 в положение 1. В результате этого к  $u_{oc}$  добавляется «упреждающее» напряжение  $u_{уп}$  и открывается К1. Происходит форсированная обработка рассогласования. В конце обработки импульсом с ФЗ ТУ2 возвращается в исходное состояние, в результате закрывается К1 и переводится в квазистойчивое состояние ОВ, который открывает К3. В течение 0,2 сек, пока ОВ находится в квазистойчивом состоянии, происходит «точная» обработка рассогласования с частотой 50 импульсов в секунду. По возвращении ОВ в

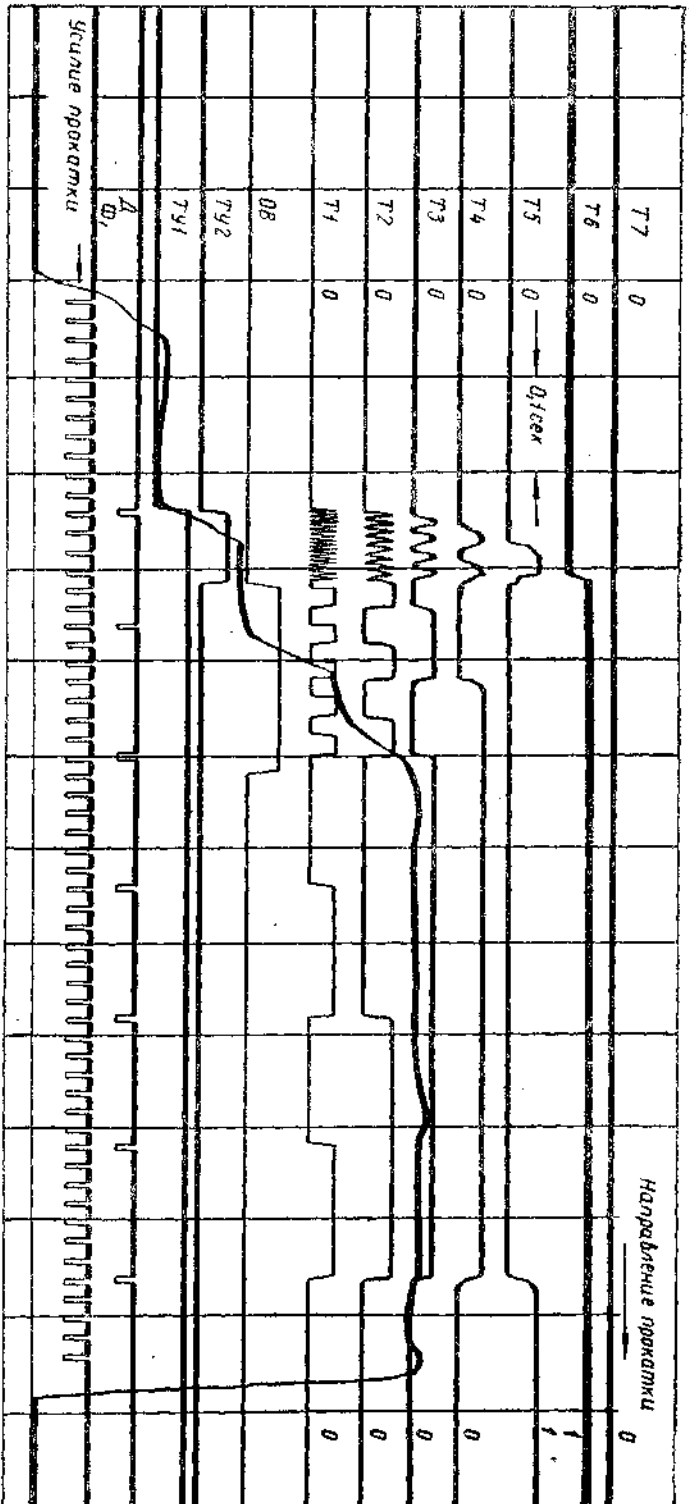


Рис. 6. Оциллограмма работы преобразователя с форсирующим генератором.

первоначальное положение К3 закрывается, К2 открывается и на вход счетчика начинают поступать импульсы с делителя импульсов Д. Схема становится нечувствительной к резким скачкам входного напряжения.

На рис. 6 приведена осциллограмма работы третьей модификации схемы. Чтобы получить на осциллограмме все три фазы работы преобразователя, прокатывались образцы клинообразной формы, чем и объясняется необычная форма кривой, изображающей усилие прокатки. Зарегистрированное максимальное усилие прокатки равно 24 т, что соответствует числу 0110000 в двоичном коде или числу 48 в десятичном.

### ПРИНЦИПАЛЬНЫЕ СХЕМЫ НЕКОТОРЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

В БОС использована простейшая схема преобразования кода числа в напряжение. На рис. 7 изображены цепи первого и седьмого разрядов, а также цепь формирования «упреждающего» напряжения. Чтобы упростить пояснение работы БОС, все соединительные цепи между разрядами опущены. Напряжения  $u_{a1}$ , снимаемые с анодных сопротивлений  $R_{a1}$  правых ламп триггеров (положение 1) всех двоичных разрядов, а также ТУ2 (см. рис. 5), при помощи диодов В, включенных параллельно со-

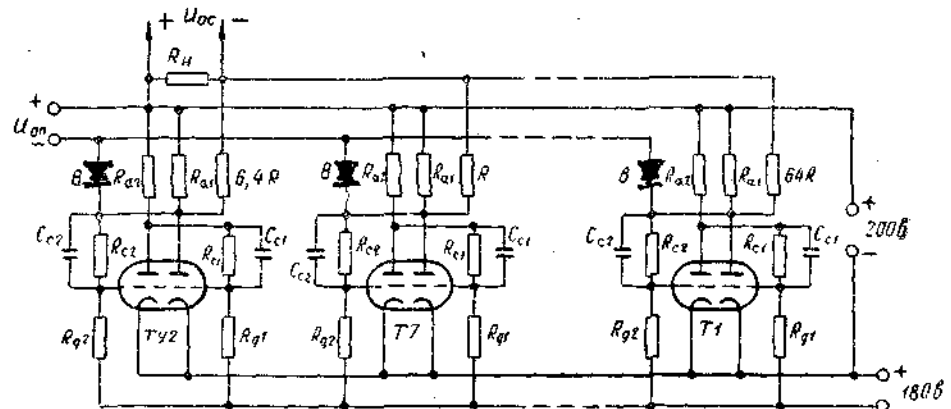


Рис. 7. Принципиальная схема преобразователя кода числа в напряжение обратной связи (лампы 6Н1П,  $R_{a1}=R_{a2}=10$  ком,  $R_{c1}=R_{c2}=R_{g1}=R_{g2}=680$  ком,  $R=125$  ком,  $C_{c1}=C_{c2}=47$  нф).

противлениям  $R_{a1}$ , ограничиваются до величины опорного напряжения  $u_{оп}$ , которое получают путем выпрямления напряжения переменного тока, взятого от отдельной обмотки трансформатора блока питания силовых измерителей. Такой способ получения опорного напряжения при одинаковых передаточных функциях цепи измерения (трансформатор—выпрямитель—фильтр—силовый измеритель) и цепи обратной связи (трансформатор—выпрямитель—фильтр—БОС) делает необязательной строгую стабилизацию напряжения питания силовых измерителей и опорного напряжения. Практически равенство передаточных функций легко получить, если зависимости  $\Delta u_{вых} = f(\Delta u_{вх})$  всех составляющих элементов являются линейными в области, соответствующей области изменения напряжения сети, а постоянные времени измерительной цепи и цепи обратной связи равны.

Напряжения, снимаемые с анодных сопротивлений  $R_{a1}$ , суммируются по току на низкоомном сопротивлении  $R_n$  с помощью высокоомных сопротивлений  $R$ , величины которых выбираются пропорциональными  $R$ ,  $2R$ ,  $4R$ ,  $8R$  и т. д., соответственно разряду данной ячейки. Напряжение об-



ратной связи  $u_{oc}$ , снимаемое с сопротивления  $R_n$ , включено встречно с входным напряжением  $u_{ax}$ . Таким образом производится сравнение  $u_{ox}$  с  $u_{oc}$ . Для получения заданной точности преобразования кода числа в  $u_{oc}$  необходимо, чтобы уровень  $u_{on}$  изменялся незначительно в зависимости от количества разрядов, находящихся в положении 1. Изменение  $u_{on}$  в зависимости от количества разрядов, находящихся в положении 1, вызвано падением напряжения  $\Delta u_{on}$  на внутреннем сопротивлении  $r_{on}$  источника тока опорного напряжения за счет протекания через него токов под действием разности  $u_{a1} - u_{on}$  каждого разряда.

Действительно, пусть

$$u'_{a1} = I'_{a1} R_{a1}, \quad (2)$$

где  $u'_{a1}$  — падение напряжения на анодном сопротивлении при разомкнутой цепи опорного напряжения;

$I'_{a1}$  — ток, протекающий через открытую лампу,

а при включении цепи опорного напряжения

$$u_{on} + \Delta u_{on} = I_{a1} R_{a1}, \quad (2a)$$

где  $\Delta u_{on}$  — падение напряжения на  $r_{on}$ , вызванное установлением в положении 1 одного разряда;

$I_{a1}$  — ток, протекающий при этом через сопротивление  $R_{a1}$ .

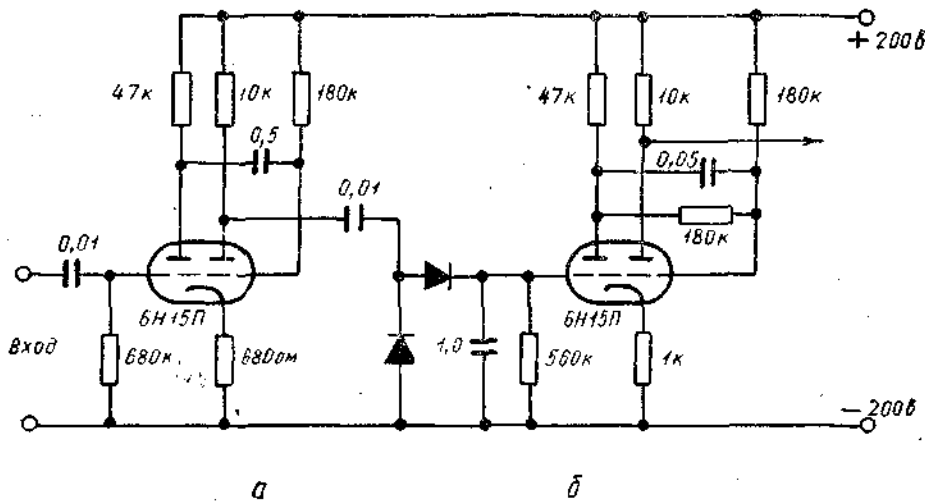


Рис. 8. Схемы:  
а — формирователя импульсов; б — делителя импульсов.

Считая, что общий ток через лампу остается неизменным при включении цепи опорного напряжения,

$$\Delta u_{on} = (I'_{a1} - I_{a1}) \cdot r_{on}$$

После подстановки в (3) значений  $I'_{a1}$  и  $I_{a1}$  из (2) и (2a) и соответствующего преобразования

$$\Delta u_{on} = (u_{a1} - u_{on}) \frac{r_{on}}{R_{a1} + r_{on}}$$

Так как  $R_{a1} \gg r_{on}$ , то

$$\Delta u_{on} \approx (u_{a1} - u_{on}) \frac{r_{on}}{R_{a1}} \quad (4)$$

Предполагая разность  $u_{a1} - u_{on}$  для всех разрядов одинаковой, падение напряжения на  $r_{on}$ , вызванное прохождением через него токов  $n$  разрядов, будет следующим:

$$\Delta u_{on} \approx n(u_{a1} - u_{on}) \frac{r_{on}}{R_{a1}}. \quad (4a)$$

Формула (4a) показывает, что для уменьшения  $\Delta u_{on}$  необходимо свести к минимуму величины  $u_{a1} - u_{on}$  и  $r_{on}$ , а также позволяет вычислить ошибку от изменения  $u_{on}$ .

Для уменьшения напряжения «покоя» на выходе БОС, обусловленного протеканием тока по цепи  $R_{a1} - R_{c2} - R_{g2}$ , необходимо величины сопротивлений  $R_{c2}$  и  $R_{g2}$  выбирать как можно большими. Полная компенсация напряжения «покоя» достигается путем искусственного разбаланса моста силонизмерителя.

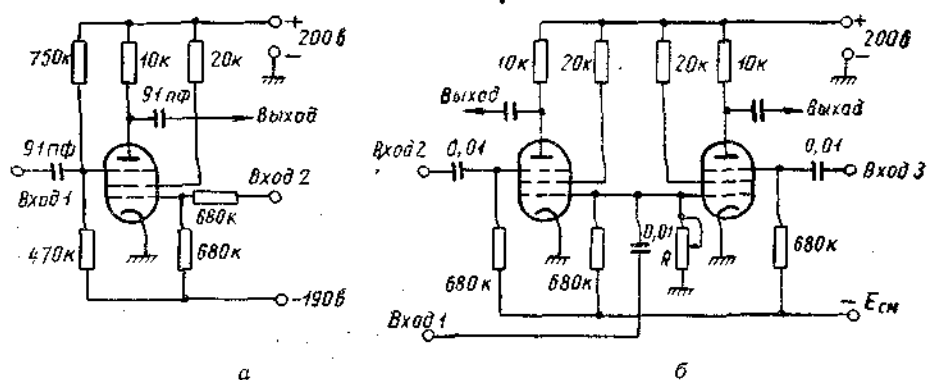


Рис. 9. Схемы:  
а — клапана; б — фазового дискриминатора.

На рис. 8 даны принципиальные схемы формирователя и делителя импульсов, примененных в 1-й и 2-й модификациях преобразователя, а на рис. 9 — принципиальные схемы клапана и фазового дискриминатора. Фазовый дискриминатор построен на основе двух схем совпадений, на общий вход которых подается входной сигнал, а на другие отдельные входы — напряжение от противоположных концов отдельной обмотки трансформатора, питающего обмотку возбуждения вибропреобразователя.

#### ВЫВОДЫ

1. Предлагаемый преобразователь при достаточной чувствительности имеет хорошую стабильность нуля во времени. Это достигается тем, что сигналы постоянного тока предварительно модулируются, а потом усиливаются усилителем переменного тока, практически не имеющим дрейфа нуля. Кроме того, применение компенсационного метода сравнения не требует стабильности коэффициента усиления ЭУ.

2. Недостатком схемы является наличие в ней контактного вибропреобразователя. Этот недостаток можно устранить использованием модулятора, построенного на основе эффекта Холла [2].

3. Импульсы после модулятора используются не только для выявления величины знака рассогласования и управления работой преобразователя, но и для накопления кода в нем. Благодаря этому при той же частоте модуляции удается повысить скорость преобразования.

4. В третьей модификации для форсировки преобразования применен автономный генератор импульсов повышенной частоты с добавлением «упреждающего» напряжения в напряжение обратной связи. Этот метод фор-

сировки может оказаться полезным и в других конструкциях преобразователей.

5. Благодаря использованию делителя импульсов преобразователь надежно защищен от случайных резких скачков напряжения на входе.

6. Используемый в преобразователе способ получения опорного напряжения исключает необходимость в стабилизированных источниках опорного напряжения и питания силовых элементов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Д. И. Суяров, М. А. Беняковский, В. А. Шадрин. Способы авторегулирования зазоров при прокатке ленты. «Сталь», № 4, 1954.
2. В. Н. Богомолов, Н. С. Николаенко, В. П. Федотов. «Приборы и техника эксперимента», № 2, 1959.
3. Основы автоматического регулирования. Т. 2, М., Машгиз, 1959.
4. Ф. В. Майоров. Электронные регуляторы. М., Гостехиздат, 1956.
5. Я. А. Купершмидт. Кодирование и декодирующие устройства кодоимпульсных систем телеизмерения. «Автоматика и телемеханика», т. 19, № 9, 1958.
6. М. Г. Рейнберг. О преобразовании непрерывных электрических величин в цифровые коды. Сб. «Цифровая техника и вычислительные устройства». М., Изд-во АН СССР, 1959.
7. А. В. Каляев, Д. Н. Панов, М. М. Сухомлинов. Преобразователь непрерывных электрических величин в цифровую форму. Изв. вузов, «Электромеханика», № 6, 1959.
8. Б. В. Анисимов, Ю. В. Виноградов. Некоторые вопросы точности преобразователей напряжения в цифровой код с обратной связью. Научные доклады высшей школы. «Машиностроение и приборостроение», № 4, 1958.
9. М. В. Шлядин. Основы автоматизации. М., Госэнергоиздат, 1958.
10. К. А. Нетребенко. Цифровые автоматические компенсаторы. М.—Л., Госэнергоиздат, 1961.
11. M. L. Klein, F. K. Williams, H. C. Morgan. Analog-to-Digital Conversion, Instruments and Automation, vol. 29, № 5—7, 1956.