

Л. Г. ЧУБРИКОВ

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЯ ТЕНЗОМЕТРИЧЕСКОГО СИЛОИЗМЕРИТЕЛЯ В ЦИФРОВОЙ КОД¹

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.

¹ 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.

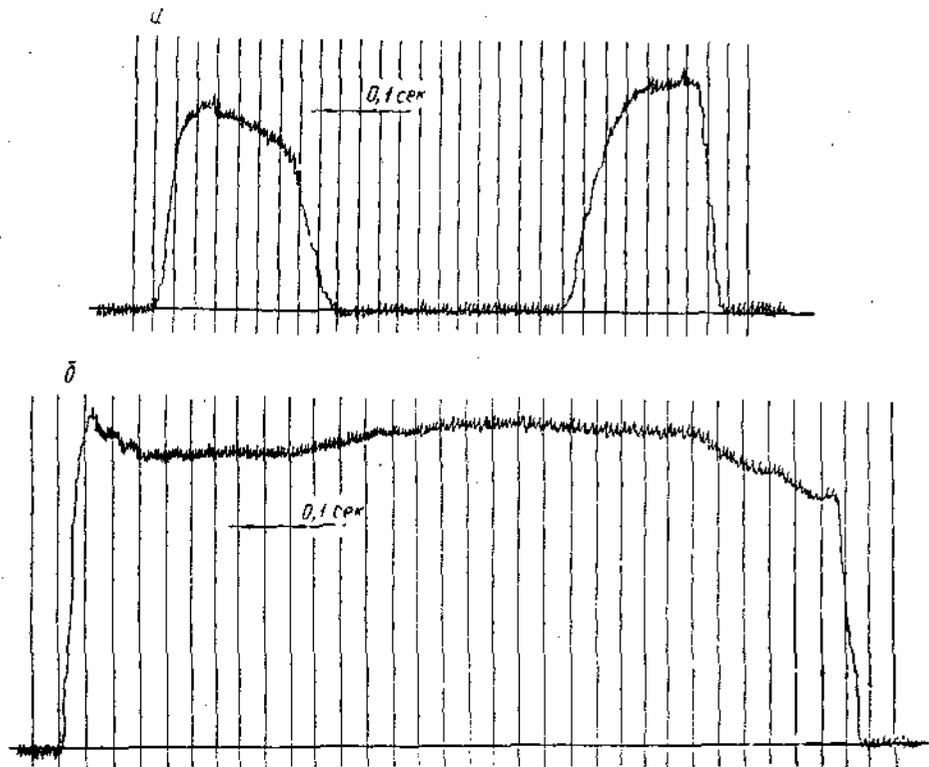


Рис. 1. Осциллограммы усилия прокатки толстых листов:
а — начальных пропусков; б — конечных пропусков.

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 нереверсивный, то накопленное число остается в нем и после пропуска. Импульсами гашения с ЦУВМ перед началом следующего пропуска схема приводится в исходное состояние.

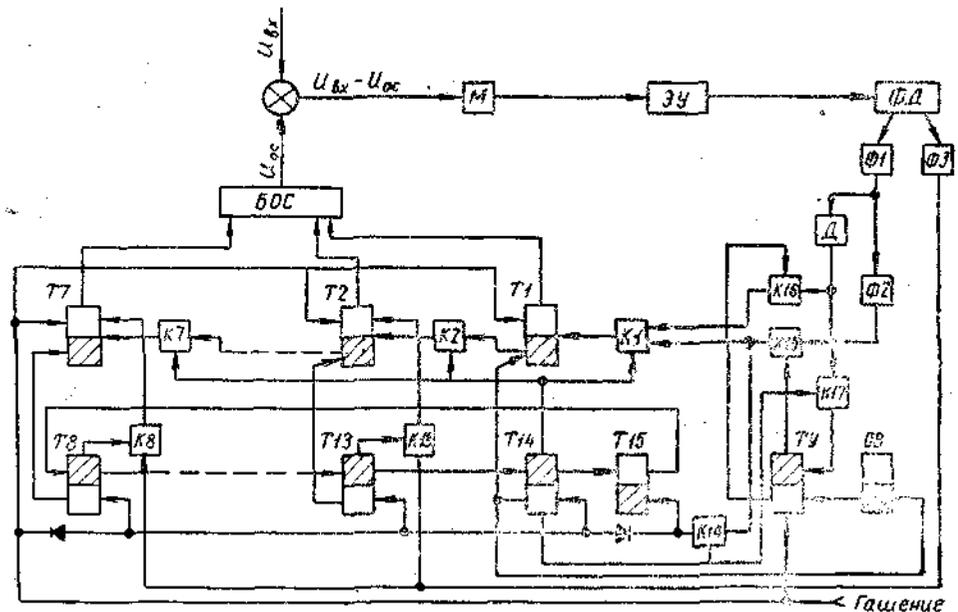


Рис. 3. Структурная схема преобразователя с форсировкой методом последовательного приближения.

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-

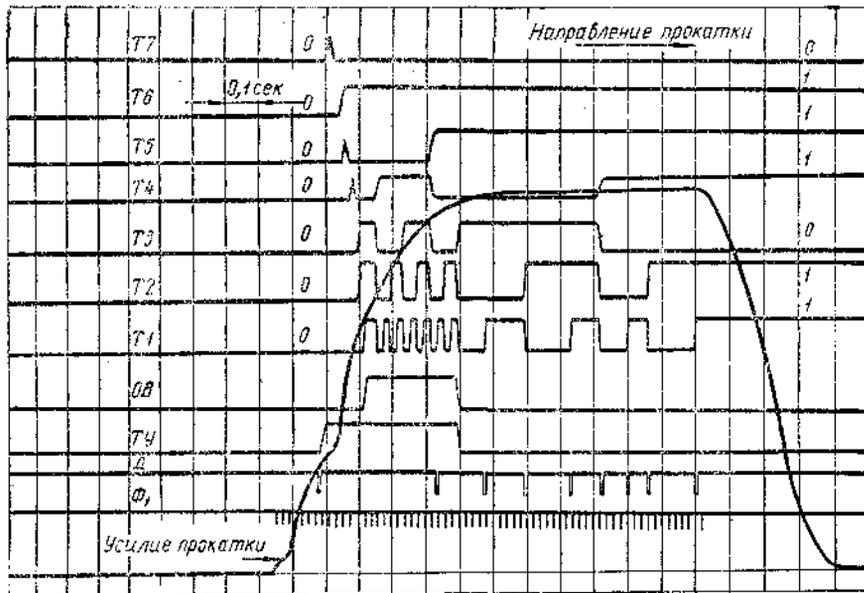


Рис. 4. Осциллограмма работы преобразователя, использующего для форсирования метод последовательного приближения.

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 ОБ переводится в квазиустойчивое состояние. В течение около 0,25 сек, пока ОБ находится в квазиустойчивом состоянии, если усилие прокатки еще возрастает, идет процесс накопления импульсов с частотой 50 импульсов в секунду. При возврате ОБ 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 проволоочными 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 ОТ-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-

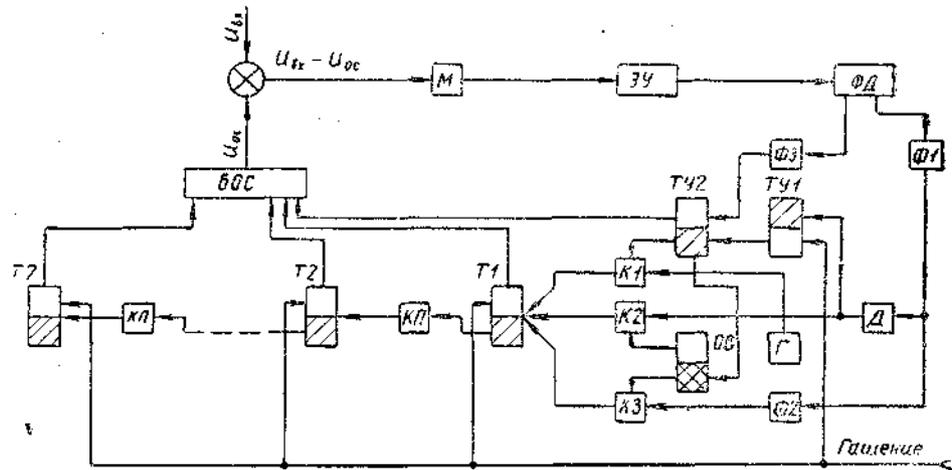


Рис. 5. Структурная схема преобразователя с форсирующим генератором.

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 отработка рассогласования $u_{sx} - u_{oc}$. Так как модулятор работает с частотой 50 гц, то контроль за состоянием отработки, — исправлена ли ошибка рассогласования или нет, — производится через каждые 10 импульсов. Для того чтобы при отработке 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 отработка рассогласования. В конце отработки импульсом с Ф3 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» отработка рассогласования с частотой 50 импульсов в секунду. По возвращении ОВ в

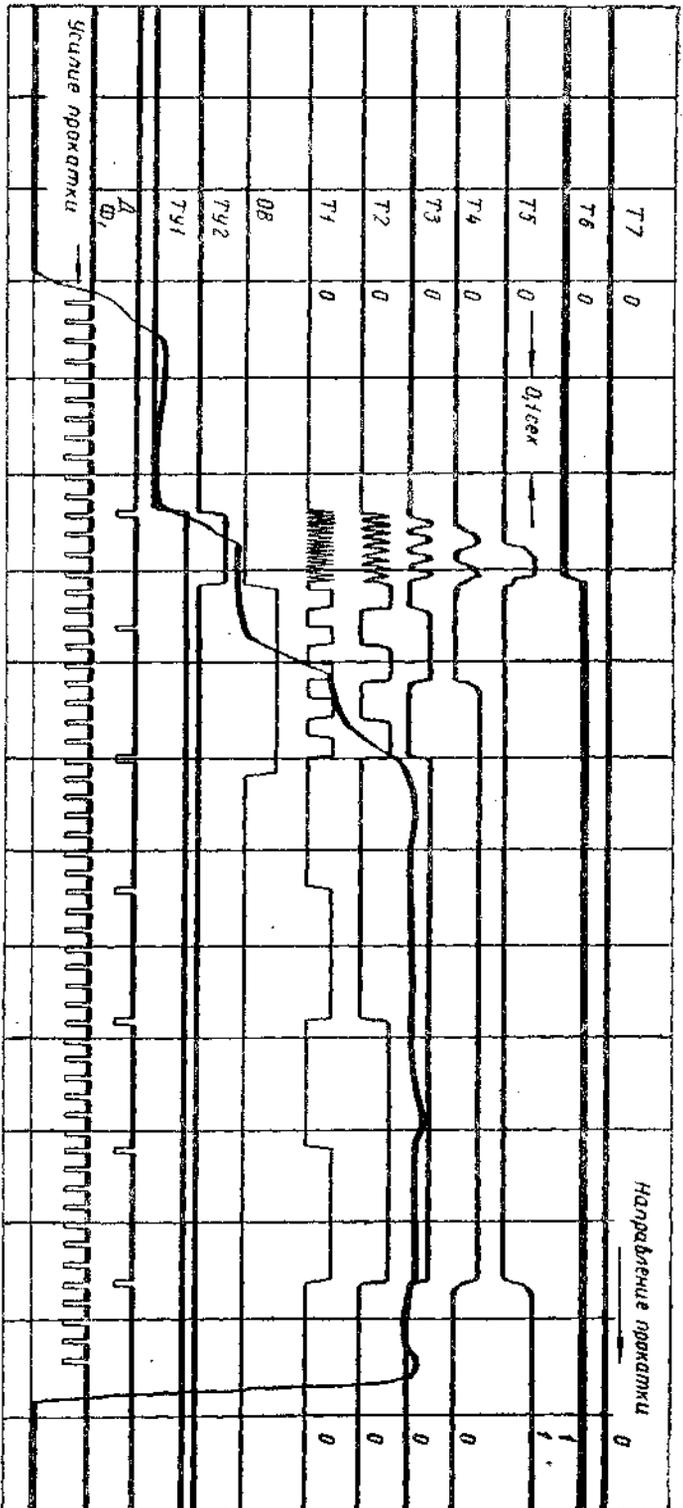


Рис. 6. Оциллограмма работы преобразователя с форсирующим генератором.

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-

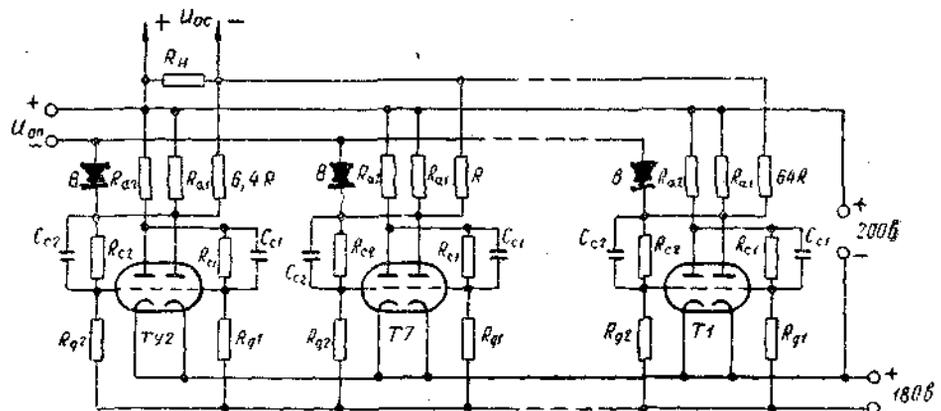


Рис. 7. Принципиальная схема преобразователя кода числа в напряжение обратной связи (лампы 6Н1П, $R_{a1}=R_{a2}=10$ ком, $R_{c1}=R_{c2}=R_{g1}=R_{g2}=680$ ком, $R=125$ ком, $C_{c1}=C_{c2}=47$ нф).

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 Δu_{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 Δu_{on} — падение напряжения на r_{on} , вызванное установлением в положении 1 одного разряда;

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

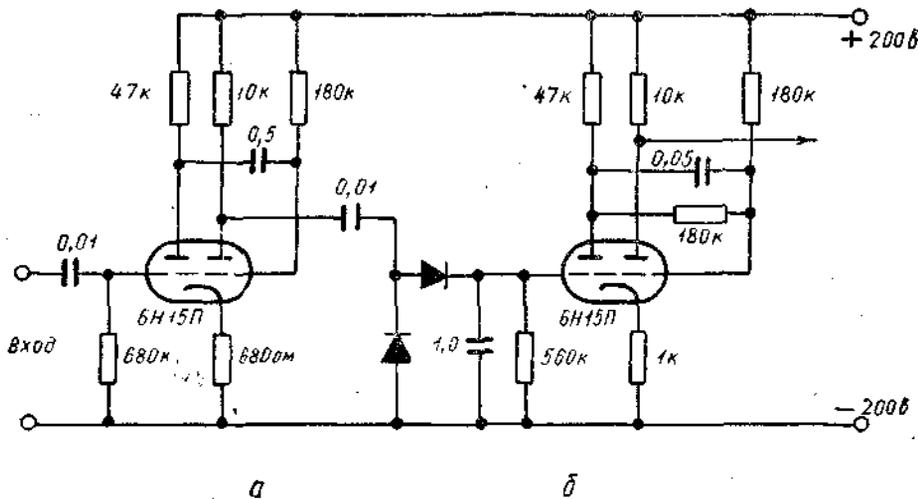


Рис. 8. Схемы:
а — формирователя импульсов; б — делителя импульсов.

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 Δu_{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.

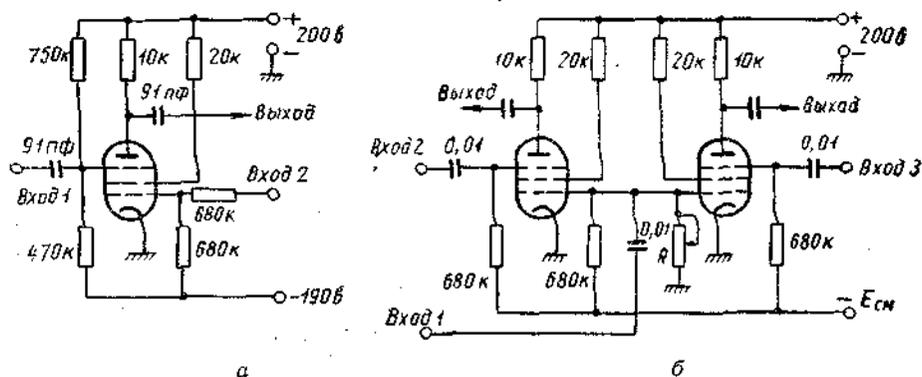


Рис. 9. Схемы:
а — клапана; б — фазового дискриминатора.

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.