

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОНТРОЛЯ АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЯ ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

*В. К. Заяц, Б. Д. Москвин, В. А. Палагин,
Ю. А. Александров, Г. И. Сидоров*

Х а р ь к о в

Цифровые вольтметры обладают высоким быстродействием и точностью и в основном удовлетворяют современным требованиям измерений (контроля) постоянных напряжений. Так, длительность измерения электронным вольтметром с кодо-импульсным преобразованием равна 20 мсек, относительная погрешность порядка 0,05% [1].

Для измерения переменного напряжения вольтметры снабжены преобразователями переменного напряжения в постоянное. Преобразователи действующего [2—6] и среднего значения [1] обладают существенным недостатком — инерционностью. Время преобразования переменных напряжений при оптимальных значениях элементов усредняющего фильтра нельзя снизить ниже 6—7 сек.

Для измерения и контроля синусоидальных напряжений низкой частоты пригодны способы измерения амплитуды путем сравнения с уровнем постоянного напряжения. Малоинерционные схемы измерений амплитуды предложены в работах [7—9].

С повышением частоты контролируемого напряжения наиболее простую реализацию принципа уравнивания амплитуды переменного напряжения постоянным обеспечивает метод сравнения амплитудных значений переменного напряжения с постоянным в течение нескольких циклов переменного напряжения.

Этот метод применен в устройстве для контроля тока холостого хода и напряжения на вторичных обмотках трансформаторов низкой частоты (блок $U, I_{x.x}$). Блок $U, I_{x.x}$ входит в состав полуавтомата для контроля трансформаторов низкой частоты, разработанного в лаборатории «Технология производства радиоаппаратуры» Харьковского политехнического института им. В. И. Ленина¹.

Данное устройство предназначено для автоматического контроля тока холостого хода и напряжений на вторичных обмотках трансформаторов, но может быть использовано и в качестве самостоятельного измерителя, позволяющего контролировать и измерять амплитудные значения переменных напряжений и токов.

Технические характеристики блока $U, I_{x.x}$ следующие:

1. Диапазон контролируемых синусоидальных напряжений (эффективное значение) 1—1500 в.
2. Диапазон контролируемых синусоидальных токов (эффективное значение) 250 мка — 1 а.

¹ В разработке принимал участие инж. А. П. Ильинский.

3. Максимальная относительная погрешность контроля не превышает $\pm 1,5\%$.

4. Максимальное число обмоток контролируемого трансформатора равно 10.

5. Полное время контроля одной обмотки (цепи) — 5 сек. Это время определяется режимом работы полуавтомата. При самостоятельной работе блока в режиме «измерение» одно измерение осуществляется за 2,5 сек, а в режиме «контроль» — за 0,2 сек.

6. Результат контроля выдается в виде сигнала «брак по верхнему» или «брак по нижнему» пределам.

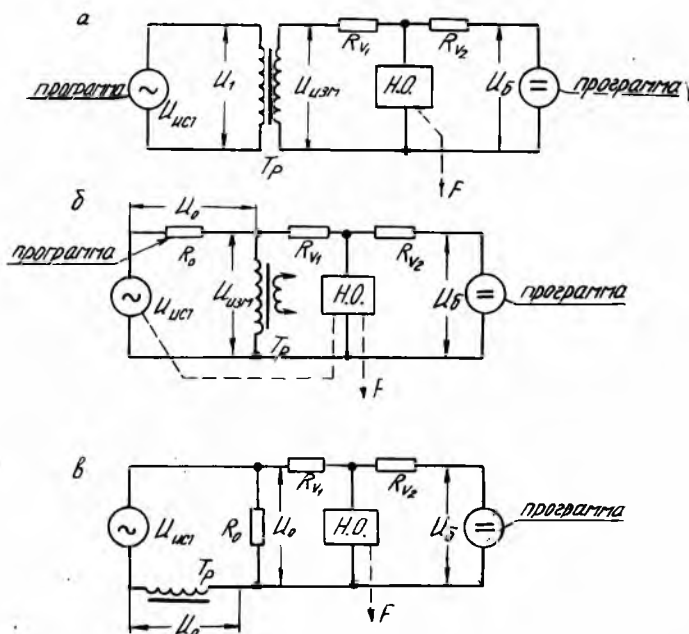


Рис. 1. Функциональные схемы режимов работы блока контроля U , $I_{x, x}$

Блок U , $I_{x, x}$ представляет собой цифровой вольтметр компенсационного типа, в котором применен принцип подекадно развертывающего уравновешивания. Блок может работать в режиме измерения амплитуды напряжения или тока и в режиме контроля этих параметров. Напряжение на вторичных обмотках трансформаторов контролируется по верхнему и нижнему пределам путем сравнения контролируемого напряжения с постоянным — базисным напряжением, которое устанавливается по программе контроля (рис. 1, а). При контроле напряжения по верхнему пределу базисное напряжение $U_б$ устанавливается равным $U_{изм} \left(1 + \frac{\delta}{100}\right)$, где δ —

допускаемая относительная погрешность контролируемого напряжения, а $U_{изм}$ — его номинальное значение. В этом случае нормой будет $U_б > U_{изм}$, т. е. перекомпенсация. При контроле по нижнему пределу $U_{изм} \times \left(1 + \frac{\delta}{100}\right)$; здесь нормой является $U_б < U_{изм}$, т. е. недокомпенсация.

Во всех случаях при недокомпенсации с выхода нуль-органа на логические схемы поступает сигнал F .

Ток холостого хода трансформаторов также контролируется за два цикла. При первом цикле устанавливается номинальное рабочее напряжение на первичной обмотке трансформатора $U_{изм}$ (рис. 1, б), при втором цикле контролируется ток холостого хода путем контроля напряжения, создаваемого током холостого хода на известном сопротивлении R_0 , включенном последовательно с первичной обмоткой трансформатора (рис. 1, в).

При установке номинального рабочего напряжения контур автокомпенсации охватывает нуль-орган и генератор переменного синусоидального напряжения $U_{ист}$. Появление сигнала F при недокомпенсации на выходе нуль-органа приводит к повышению выходного напряжения генератора. Это происходит до тех пор, пока на первичной обмотке трансформатора не

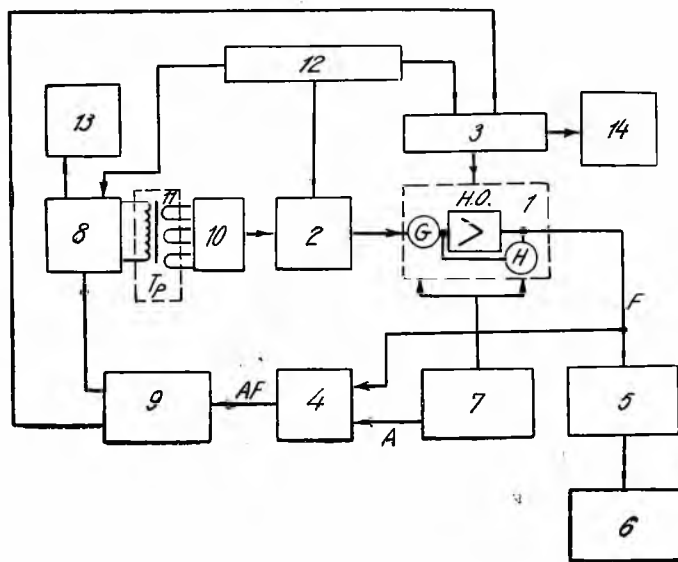


Рис. 2. Блок-схема контроля и измерений напряжений и тока холостого хода.

установится номинальное рабочее напряжение. Необходимость этой операции вызвана векторным сложением напряжений на сопротивлении R_0 и первичной обмотке контролируемого трансформатора.

Принцип действия блока $U, I_{х.х}$ рассмотрим по структурной схеме рис. 2. Измерительная часть схемы состоит из нуль-органа 1, входного частотно-компенсированного делителя 2 и трехдекадной уравнивающей цепи 3. Входной делитель 2 имеет коэффициенты деления 1 : 10 и 1 : 100. В качестве элементов во входном делителе применяются резисторы типа ПТ-1 и конденсаторы типа СГМ, КТ, КПК.

Трехдекадная уравнивающая цепь управляется сигналами F , поступающими с выхода нуль-органа 1 на релейную ячейку AF 4 и логические схемы брака 5. Логические схемы оценивают пришедший сигнал и подают команду на печатающее устройство 6, которое фиксирует результат контроля трансформатора на стандартной перфокарте.

На ячейку 4 с выхода нуль-органа 1 поступает сигнал F , а от генератора импульсов 7 — сигнал A . Ячейка 4 преобразует поступающие сигналы в одно из двух возможных состояний цепи, подающей команды через коммутатор режима работы 9 на генератор испытательных напряжений (ГИН) 8 или регистр базисных напряжений (РБН) 3. Состояние A соот-

зетствует перекомпенсации и команде сброса только что включенного разряда регистра, а состояние F указывает на наличие недокомпенсации. Ячейка AF управляет переключателями, находящимися в ГИН 8 или РБН 3. С помощью переключателей ГИН 8 изменяется переменное синусоидальное напряжение на выходе генератора, которое прикладывается к первичной обмотке трансформатора. Переключатели РБН устанавливают необходимое базисное напряжение в режиме измерения напряжений. Регистр базисных напряжений представляет собой трехдекадный точный параллельный делитель напряжения по схеме $\Sigma g = 3$ [8] с весовыми коэффициентами в декадах 2—4—2—1.

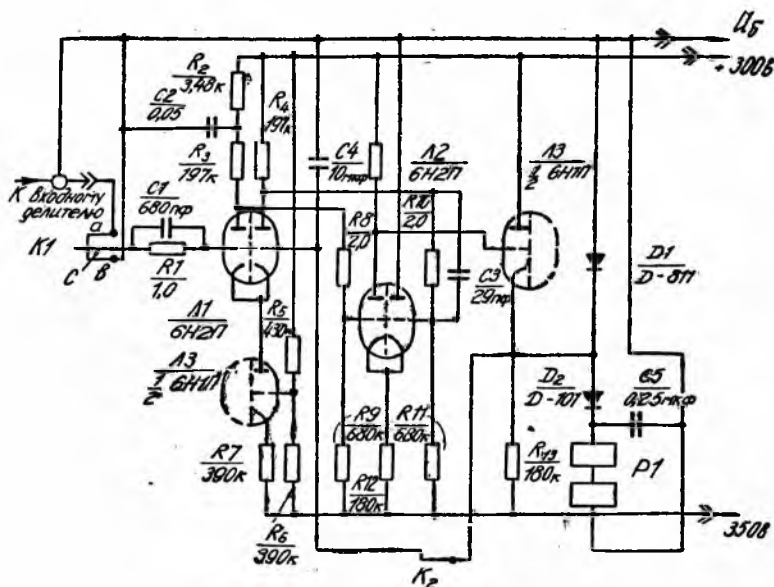


Рис. 3. Принципиальная схема нуля-органа.

На ГИН сигналы с выхода ячейки AF через коммутатор режима работы поступают при установке напряжения на первичной обмотке контролируемого трансформатора, т. е. во время первого цикла контроля тока холостого хода. Базисное напряжение на выходе РБН и входной делитель в этом режиме устанавливаются по командам, поступающим из программирующего устройства.

Чтобы при установке номинального напряжения питания первичной обмотки трансформатора на последней не возникало больших перенапряжений, сигналы с выхода ячейки A подаются только на те младшие разряды ГИН, которые обеспечивают правильную установку напряжения с учетом падения напряжения на дополнительном сопротивлении R_0 . Это достигается подачей из программирующего устройства на старшие разряды ГИН сигнала запрета.

Сигналы AF на РБН подаются при работе блока в режиме «измерение». Наличие этого режима дает возможность использовать блок в качестве самостоятельного измерительного прибора, позволяющего измерять как амплитудные значения переменных напряжений, так и постоянные напряжения и токи. Отсчетные устройства 13 и 14, связанные с ГИН и РБН, позволяют осуществлять визуальный контроль установленных напряжений,

кроме того, в режиме «измерение» отсчетное устройство РБН показывает величину измеряемого напряжения.

Алгебраическое сложение входного сигнала с уравнивающим происходит в нуль-органе, от которого во многом зависит надежность и точность работы блока. Учитывая требования высокой чувствительности, перегрузочной способности, быстродействия, в качестве нуль-органа необходимо применять усилитель постоянного тока [9]. Нуль-орган, применяемый в блоке $U, I_{x.х}$, представляет собой дифференциальный УПТ с автоматической коррекцией дрейфа нуля (рис. 3).

На один вход нуль-органа подается переменное контролируемое напряжение, а на другой — постоянное базисное напряжение. Нуль-орган реагирует на разность входных напряжений. Если амплитуда переменного напряжения превышает базисное, на выходе нуль-органа появляется сигнал F .

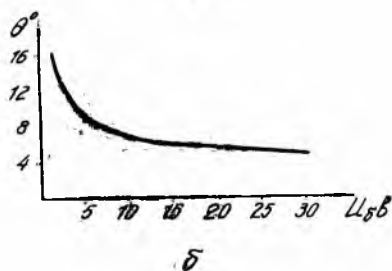
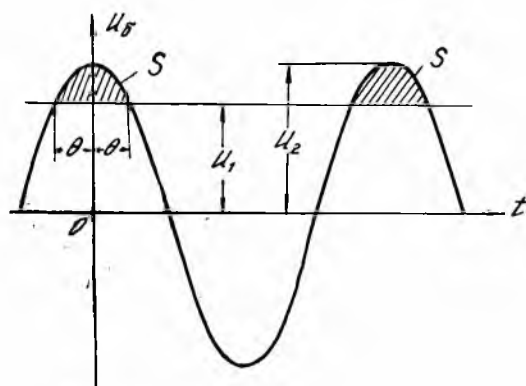


Рис. 4. Зависимость угла отсечки от величины базисного напряжения.

Коррекция дрейфа нуля осуществляется при помощи электро-механических ключей K_1 и K_2 , стоящих на входе и в цепи обратной связи нуль-органа, а также запоминающего конденсатора C_4 . Работой ключей управляют импульсы, вырабатываемые генератором тактовых импульсов полуавтомата.

Полный период работы нуль-органа состоит из двух временных интервалов t_1 и t_2 . В течение интервала t_1 нуль-орган работает в режиме сравнения. В этом режиме ключ K_1 находится в положении a , а ключ K_2 разомкнут. Через замкнутые контакты ac ключа K_1 на один вход нуль-органа поступает переменное контролируемое напряжение. На другой вход подается напряжение, равное $U_б + U_{с.}$. Усиленные сигналы

поступают на дифференциальный каскад, с выхода которого результирующий сигнал, пропорциональный разности двух напряжений, через катодный повторитель и детектор подается на выходное реле. Так как выходное реле подключено к нагрузке катодного повторителя через диод, то срабатывать оно будет только в том случае, когда амплитуда переменного напряжения будет больше базисного.

Выходное реле срабатывает от постоянной составляющей выпрямленного выходного сигнала. Следовательно, случайные кратковременные импульсы-помехи, появившиеся на вход нуль-органа, существенного значения на формирование выходного сигнала не окажут. Величина приведенного ко входу постоянного напряжения, при котором уверенно срабатывает выходное реле, т. е. чувствительность нуль-органа $U_{вх мин}$, составляет примерно 3 мв. Постоянная составляющая выходного напряжения зависит от угла отсечки переменного напряжения, который, в свою очередь, зависит от величины базисного напряжения $U_б$ (см. рис. 4, а). Зависимость угла

отсечки θ от величины базисного напряжения может быть найдена из системы уравнений (1):

$$U_6 = U_2 \cos \theta;$$

$$U_{\text{вх. мин}} = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\theta}^{\theta} U_2 \cos \omega t d\omega t - 2\theta U_6 \right). \quad (1)$$

В результате решения системы (1) получаем зависимость угла отсечки θ от U_6 в следующем виде:

$$\lg \theta - \theta = \frac{10^{-2}}{U_6}. \quad (2)$$

Графически зависимость θ от U_6 представлена на рис. 4, б.

В течение интервала времени t_2 корректируется дрейф нуля. В этом режиме ключ K_1 находится в положении *в*, а ключ K_2 замкнут, т. е. первый вход усилителя соединен с базисным напряжением, а второй вход охвачен глубокой отрицательной обратной связью.

Рассмотрим работу нуля-органа в этом режиме. Пусть за рабочий период t_1 на входе усилителя появилось напряжение дрейфа $\epsilon_{\text{др. вых}}$. В режиме компенсации выход усилителя оказывается замкнутым на его вход. Конденсатор C_4 при этом перезаряжается так, что напряжение на нем практически оказывается равным добавочному напряжению, появившемуся за рабочий период. При последующем переключении одновременно с полезным сигналом ко входу УПТ прикладывается напряжение, запомненное конденсатором, а так как в режиме компенсации усилитель охвачен стопроцентной обратной связью, то почти все напряжение с выхода прикладывается ко второму входу усилителя, компенсируя возникший дрейф. Количественно эффект ослабления дрейфа можно оценить из общего выражения для коэффициента усиления схемы в режиме компенсации, если учесть, что в качестве нулевой в нуль-органе применена шина базисного напряжения:

$$\frac{\epsilon_{\text{др. вых}}}{\epsilon_{\text{др. вх}}} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

В нашем случае $\beta = 1$, таким образом,

$$\epsilon_{\text{др. вых}} = \frac{\epsilon_{\text{др. вх}}}{1 + K} K,$$

где $\epsilon_{\text{др. вх}}$ — приведенный ко входу дрейф при разомкнутом ключе K_2 ;

$\frac{\epsilon_{\text{др. вх}}}{1 + K}$ — эквивалентный приведенный дрейф в режиме компенсации.

Так как коэффициент усиления нуля-органа равен ~ 700 , то дрейф практически полностью устраняется, т. е. дрейф на выходе не превышает приведенного ко входу, и за рабочий промежуток времени, равный 0,08 сек, практически никакого влияния не оказывает.

Выбор минимальных временных интервалов рабочего режима t_1 и режима компенсации t_2 сводится к следующему. Минимальный рабочий промежуток t_1 не должен быть меньше одного периода нижней граничной частоты измеряемого напряжения. В нашем случае такой частотой является частота 50 гц, т. е. $t_1 = \frac{1}{50} = 20$ мсек. Для повышения надежности работы выходной системы нуля-органа желательно рабочий период продлить на несколько периодов низшей рабочей частоты. Однако максимальное время

рабочего периода (цепь обратной связи разомкнута) и величина емкости конденсатора C_4 тесно связаны между собой. Действительно, при размыкании цепи обратной связи и подаче на вход нуля-органа контролируемого напряжения конденсатор начинает перезаряжаться сеточными токами, природа которых может быть совершенно различна [10].

Конденсатор перезаряжается так, что обкладка, соединенная с управляющей сеткой, принимает отрицательный потенциал, а это эквивалентно постепенному снижению базисного напряжения. Таким образом, слишком длинный рабочий период выбирать нежелательно. Хорошие результаты получаются в том случае, если рабочий период будет продлен на 3—4 периода нижней контролируемой частоты.

Величину емкости конденсатора C_4 определяем из выражения

$$C_4 U = i t_1, \quad (3)$$

где C_4 — емкость конденсатора;

U — максимальное сползание напряжения на C_4 за счет сеточных токов;

i — сеточный ток.

Минимальное время режима компенсации t_2

$$t_2 \geq 4,6\tau = 4,6R_{\text{вых}}C_4, \quad (4)$$

где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление катодного повторителя;

C_4 — емкость конденсатора.

Решая совместно выражения (3) и (4), можно подобрать оптимальные величины C_4 , t_1 и t_2 .

Для уменьшения относительной погрешности в блоке применены высокостабильные прецизионные элементы. Особое внимание уделено регистру базисных напряжений, входному делителю и нуль-органу. В регистре базисных напряжений применяются прецизионные сопротивления МГП и УЛИ с классом точности 1%. Благодаря тщательному подбору величин сопротивлений, результирующая погрешность РБН не превышает 0,3%. Напряжение питания 28, 28 в подается на РБН со стабилизатора напряжения, выполненного по схеме с температурной стабилизацией на кремниевых стабилитронах Д808-Д811. Роль переключателей РБН выполняют герметизированные реле типа РМУГ.

В нуль-органе применены резисторы типа УЛИ с классом точности $\pm 1\%$. В качестве ключей K_1 и K_2 использованы поляризованные реле РП-4 (РС4.520.005). Особо следует уделить внимание конденсатору C_4 , который должен обладать достаточно большим сопротивлением изоляции и малой остаточной поляризацией диэлектрика [11]. В качестве конденсатора C_4 могут быть использованы металлопленочные или пленочные конденсаторы (например, стирофлексный типа МГП-П).

Для уменьшения наводок на нуль-орган при работе контактных элементов полуавтомата цепи питания и весь нуль-орган защищаются двойным электростатическим экраном. Это позволяет уменьшить наводки по крайней мере на порядок [13].

Применение в блоке U , $I_{x,x}$ нуль-органа с автоматической коррекцией дрейфа нуля позволяет использовать это устройство в различных автоматических и полуавтоматических контрольных установках.

ЛИТЕРАТУРА

1. Б. И. Швецкий. Электронные измерительные приборы с цифровым отсчетом. Госэнергоиздат, 1961.

2. С. Т. Васильков. Об одном способе измерения переменного напряжения по действующему значению. «Изв. СО АН СССР, Серия технических наук», вып. 1, № 2, 1963.

3. Н. Ф. К л и с т о р и н. Цифровые вольтметры действующих значений. «Автометрия», 1966, № 2.
 4. С. Т. В а с ь к о в, Н. Ф. К л и с т о р и н, А. М. К о в а л е в, И. Н. К о р ш е в е р, Г. Г. М а т у ш к и н. Цифровой милливольтметр переменного тока. «Автометрия», 1966, № 2.
 5. В. Д. Б е л о ш е е н к о, В. В. К о л м н и н, Г. Н. Р о ж д е с т в е н с к и й, В. Л. Ф е д о р и н. Автоматический дискретный бесконтактный прибор для измерения эффективных значений напряжений произвольной формы. «Измерительная техника», 1965, № 2.
 6. А. П. К н ю п ф е р. Способ измерения амплитуды синусоидального напряжения низких и инфранизких частот. Авт. свид. СССР № 181731 от 23.III 1964 г. Бюллетень изобретений, 1966, № 10.
 7. В. А. К а д к и н. О возможности измерения амплитуды переменной э. д. с. методом компенсации постоянным током. «Изв. вузов, Приборостроение», т. 3, 1960, № 1.
 8. К. А. Н е т р е б е н к о. Цифровые автоматические компенсаторы. ГЭИ, 1961.
 9. К. Э. Э р г л и с, И. П. С т е п а н е н к о. Электронные усилители. Физматгиз, 1962.
 10. Р. Д. Б а г л а й. Усиление слабых сигналов произвольной формы. Изд-во «Наука», 1965.
 11. I. C e d e r b a u m, P. B a l a b a n. Automatisk drift compensation in DC Amplifiers. Rev. of Sc. Instr., 1955, № 8.
 12. С. Т. В а с ь к о в. О погрешностях цифровых измерительных приборов с устройствами формирования опорного напряжения. «Автометрия», 1966, № 2.
 13. Д. Е. П о л о н н и к о в. Электронные усилители автоматических компенсаторов. Физматгиз, 1960.
-