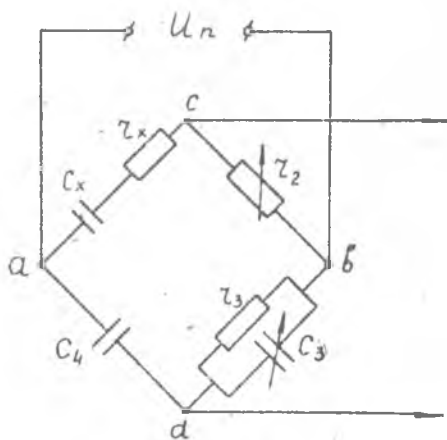


ЦИФРОВОЙ БЕСКОНТАКТНЫЙ МОСТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЕМКОСТЕЙ И ТАНГЕНСА УГЛА ПОТЕРЬ

В работах [1, 2] предложены алгоритмы уравнивания измерительных цепей двумя дискретными регулирующими органами при наличии сильной взаимосвязи сигналов управления, позволяющие строить быстродействующие цифровые автоматические мосты и компенсаторы переменного тока. Описываемый ниже мост является реализацией первого из этих алгоритмов. Помимо алгоритма уравнивания экспериментальной проверке подверглись импульсные фазочувствительные нуль-органы (ФЧНО) и усилитель с малым фазовым сдвигом при большом диапазоне изменения входного напряжения (от долей милливольт до единиц вольт). Кроме того, были исследованы возможности использования бесконтактных ключей, позволяющих повысить надежность и быстродействие прибора. В качестве измерительной схемы, достаточно полно удовлетворяющей задачам исследования, был выбран мост Шеринга (рис. 1) с уравнивающими органами в виде цепочек образцовых элементов, набранных в двоично-десятичном коде \bar{c} весами 4221. Разработанный мост построен полностью на транзисторах. Основные узлы прибора состоят из стандартных цифровых логических элементов, выполненных в виде модулей.



Алгоритм уравнивания и условия его сходимости

Уравнивание мостовой схемы осуществляется методом координированного поразрядного взвешивания по сигналам, сформированным из напряжения разбаланса двумя фазочувствительными нуль-органами. Согласно данному алгоритму после каждого переключения (шага) регулирующего органа одного из контуров уравнивания, который назовем «медленным», происходит полный цикл переключений цепочки элементов регулирующего органа другого, который назовем «быстрым», и лишь после этого принимается окончательное решение о коммутации элемента в «медленном» контуре уравнивания. Это означает, что после каждого шага в «медленном» контуре составляющая сигнала разбаланса, соответствующая фазе опорного напряжения ФЧНО «быстрого» контура, приводится к нулю, благодаря чему устанавливается однозначное соотношение между знаком управляющего сигнала ФЧНО «медленного» контура уравнивания и знаком отклонения от состояния равновесия соответствующего ему регулирующего органа, благодаря чему исключаются ошибки в работе «медленного» контура. После того, как принято решение о коммутации последнего элемента цепочки «медленного» контура, (то есть когда отработан соответствующий ему измеряемый параметр), производится последний цикл переключений цепочки «быстрого» контура, в результате чего обрабатывается значение второго из измеряемых параметров в условиях отсутствия влияния первого (уже уравниваемого) параметра. В итоге схема приводится в состояние равновесия (с точностью, определяемой дискретностью органов уравнивания) в общей сложности за $N = (4m + 1)(4n + 1)$ тактов (m и n — числа декад уравнивающих органов) «медленного» и «быстрого» контуров.

При выводе условий сходимости данного алгоритма для большей общности вместо реальных параметров мостовой цепи воспользуемся обобщенными параметрами трехэлементных цепочек α_i, β_i и γ_i (см. [3]). Тем самым полученные выводы будут справедливы для всех мостовых цепей, составленных из трехэлементных цепочек, регулируемых параметрами α_i и β_i . Для мостовой цепи рис. 1.

$$\begin{array}{lll} r_2 = \alpha_1 & r_x = \beta_1 & c_x = \gamma_1 \\ c_4 = \alpha_2 & c_3 = \beta_2 & r_3 = \gamma_2 \end{array}$$

В разработанном мосте применены импульсные фазочувствительные нуль-органы, сигнал на выходе которых в зависимости от отношения фаз сравниваемых напряжений принимает значения 0 или 1, (т. е. импульсы отсутствуют или присутствуют). Однако в дальнейшем знаки разности фаз напряжений (опорного и разбаланса) будут для удобства расчетов определяться через знаки проекций U_1 и U_2 вектора напряжения разбаланса на перпендику-

ляры к соответствующим векторам опорных напряжений. При этом сигналы на выходах ФЧНО будут иметь вид

$$V_i = \frac{1}{2} (1 \pm 1 \cdot \text{sign } U_i); \quad i = 1, 2. \quad (1)$$

Уравнение мостовой схемы в общем виде [3]

$$\begin{aligned} U_{cd} &= U_n \left(\frac{\alpha_1}{\alpha_1 + \beta_1 \pm j\gamma_1} - \frac{\alpha_2}{\alpha_2 + \beta_2 \pm j\gamma_2} \right) = \\ &= U_n \frac{(\alpha_1\beta_2 - \alpha_2\beta_1) \pm j(\alpha_1\gamma_2 - \alpha_2\gamma_1)}{M_1 \cdot M_2} e^{-j(\varphi_1 + \varphi_2)}, \end{aligned} \quad (2)$$

где

$$M_i = \sqrt{(\alpha_i + \beta_i)^2 + \gamma_i^2}; \quad \varphi_i = \arctg \frac{\gamma_i}{\alpha_i + \beta_i}; \quad i = 1, 2.$$

Тогда составляющие сигнала разбаланса по направлениям опорных напряжений будут

$$U_i = R_e(U_{cd} \cdot e^{\pm j\xi_{i-1}}); \quad i = 1, 2, \quad (3)$$

где ξ_{i-1} ($i=1, 2$) — фазы опорных напряжений $U_{i \text{ on}}$ и $U_{11 \text{ on}}$, отсчитанные от напряжения питания U_n .

Из (2) и (3) получим

$$U_i = \frac{U_n}{M_1 \cdot M_2} [(\alpha_1\beta_2 - \alpha_2\beta_1) \cos(\varphi_1 + \varphi_2 \pm \xi_{i-1}) + (\alpha_1\gamma_2 - \alpha_2\gamma_1) \cdot \sin(\varphi_1 + \varphi_2 \pm \xi_{i-1})]. \quad (4)$$

Поскольку отсчет $U_{i \text{ on}}$ и $U_{11 \text{ on}}$ квадратурного нуль-органа обычно производят от двух взаимоперпендикулярных направлений, например, действительной и мнимой оси комплексной плоскости напряжения питания, то целесообразно произвести замену

$$\xi_1 = \frac{\pi}{2} \pm \eta_0, \quad (5)$$

где η_0 — фаза опорного напряжения $U_{11 \text{ on}}$ относительно мнимой оси комплексной плоскости U_n .

Представим α_i и β_2 в виде

$$\begin{aligned} \alpha_1 &= \alpha_{10} \pm \Delta\alpha \\ \beta_2 &= \beta_{20} \pm \Delta\beta \end{aligned} \quad (6)$$

где α_{10} и β_{20} — значения α_1 и β_2 в фиксированной точке равновесия. После соответствующих преобразований с учетом (5) и (6) из (4) будем иметь:

$$U_1 = \frac{\alpha_{10} \cdot \beta_{20}}{M_1 \cdot M_2} [\delta\alpha (\cos \psi + a \sin \psi) + \delta\beta \cos \psi + \delta\alpha \cdot \delta\beta \cdot \cos \psi], \quad (7)$$

$$U_2 = \frac{\alpha_{10} \cdot \beta_{20}}{M_1 \cdot M_2} [\delta\alpha (\sin \Theta - a \cos \Theta) + \delta\beta \sin \Theta + \delta\alpha \cdot \delta\beta \cdot \sin \Theta], \quad (8)$$

где

$$\delta\alpha = \frac{\Delta\alpha}{\alpha_{10}}; \quad \delta\beta = \frac{\Delta\beta}{\beta_{20}}; \quad \psi = \varphi_1 + \varphi_2 \pm \xi_1; \quad \Theta = \varphi_1 + \varphi_2 \pm \eta_0; \quad a = \frac{\gamma_2}{\beta_{20}} = \frac{1}{\text{tg } \varphi_x}$$

Сходимость процесса уравнивания будет обеспечена в том случае, если во всем диапазоне измерения после каждого цикла отработки «быстрого» контура управляющий сигнал «медленного» контура будет определяться знаком отклонения от состояния равновесия соответствующего измеряемого параметра. Пусть в качестве «быстрого» выбран контур уравнивающего параметра α_1 . Тогда после полного цикла отработки «быстрого» контура, т. е. сведения напряжения U_1 к нулю, из (7) будем иметь

$$\delta\alpha = - \frac{\delta\beta \cdot \cos \psi}{\cos \psi + a \sin \psi + \delta\beta \cdot \cos \psi} \quad (9)$$

(погрешностью дискретности $\delta\alpha_d$ здесь пренебрегаем).

Подставляя $\delta\alpha$ из (9) в (8), получим

$$U_2 = \frac{\alpha_{10} \cdot \beta_0 \cdot \delta\beta}{M_1 M_2} \left[\sin \Theta - \frac{\cos \psi (\sin \Theta - a \cos \Theta)}{\cos \psi + a \sin \psi + \delta\beta \cdot \cos \psi} - \frac{\delta\beta \cdot \sin \Theta \cdot \cos \Theta}{\cos \psi + a \sin \psi + \delta\beta \cos \psi} \right] \quad (10)$$

При определении знака U_2 , (или сигнала v_2) знаком $\delta\beta$ необходимо, чтобы выражение в скобках сохраняло свой знак, так как α_0 , β_0 и M_1 , M_2 — знакопостоянные величины (положительные). Сделав соответствующие преобразования, получим условие сходимости, то-есть условие однозначного соответствия знаков U_2 и $\delta\beta$ в следующем виде:

$$\text{sign} \left[\frac{\cos (\xi_0 - \eta_0) \cdot \cos \delta_x}{\sin (\psi + \delta_x) + \delta\beta \cdot \cos \psi \cdot \sin \delta_x} \right] = \text{const}, \quad (11)$$

которое, в свью очередь, распадается на

$$\text{sign} [\cos (\xi_0 - \eta_0)] = \text{const}; \quad (12)$$

$$|\sin \psi + \delta_x| > |\delta\beta \cdot \cos \psi \cdot \sin \delta_x|; \quad (13)$$

$$\text{sign} [\sin (\psi + \delta_x)] = \text{const}. \quad (14)$$

При рассмотрении условий сходимости (12), (13), (14) видно, что первое допускает очень большие сдвиги фаз опорных напряжений $-\frac{\pi}{2} < \xi_0 - \eta_0 < \frac{\pi}{2}$. Второе и третье накладывают более жесткие ограничения, но только на фазу η_0 (см. 15) и /7/).

Погрешности измерения

Методическая погрешность измерения для рассматриваемого алгоритма определяется дискретным характером уравнивающих органов и кривизной линий уравнивания, не позволяющей добиться во всем диапазоне измерения коллинеарности векторов опорных напряжений с касательными к соответствующим линиям уравнивания в точках равновесия. Относительная погрешность измерения емкости ($\delta\alpha'$) вытекает непосредственно из (9):

$$\delta\alpha' = - \frac{\delta\beta' \cdot \cos \psi}{\cos \psi + a \sin \psi + \delta\beta' \cdot \cos \psi} \pm \delta\alpha_d, \quad (15)$$

где δ_{β}^1 — относительная погрешность отработки $\operatorname{tg} \delta_x$, а δ_{α_d} — относительная погрешность дискретности. Для данного моста $\delta\alpha^1 \approx \delta\alpha_d$ (с точностью до сотых долей %). Оценка погрешности измерения $\operatorname{tg} \delta_x \delta\alpha_d$ может быть получена из формулы (8), которую путем преобразований и подстановки $\delta_{\alpha} = \delta\alpha_d$ представим в следующем виде:

$$U_2 = \frac{\alpha_{10} \cdot \beta_{20} \cdot \delta\beta}{\mu_1 \mu_2} \left\{ \frac{\cos(\xi_0 - \eta_0) \cdot \cos \delta_x}{\sin(\psi + \delta_x) + \delta\beta \cdot \cos \psi \cdot \sin \delta_x} \pm \delta\alpha_d \left[\sin \Theta - \frac{\cos(\Theta + \delta_x)}{\sin \delta_x \cdot \delta\beta} \right] \right\} \quad (16)$$

Однозначное соответствие между $\operatorname{sign} U_2$ (или сигналом V_2) и $\operatorname{Sign} \delta\beta$ будет выполняться, если

$$\left| \frac{\cos(\xi_0 - \eta_0) \cdot \cos \delta_x}{\sin(\psi + \delta_x) + \delta\beta \cdot \cos \psi \cdot \sin \delta_x} \right| \geq \left| \delta\alpha_d \left[\sin \Theta - \frac{\cos(\Theta + \delta_x)}{\delta\beta \cdot \sin \delta_x} \right] \right| \quad (17)$$

Приравнявая обе части неравенства и пренебрегая членом $\delta\beta \cdot \cos \psi \cdot \sin \delta_x$ по сравнению с $\sin \psi + \delta_x$, получим относительную погрешность отработки $\operatorname{tg} \delta_x$

$$\delta\beta' = \frac{\delta\alpha' \cdot \cos(\Theta + \delta_x) \cdot \sin(\psi + \delta_x)}{\sin \delta_x [\delta\alpha' \cdot \sin(\psi + \delta_x) - \cos(\xi_0 - \eta_0) \cdot \cos \delta_x]} \pm \delta\beta_d, \quad (18)$$

где $\delta\beta_d$ — относительная погрешность дискретности.

После упрощений (при $\sin(\psi + \delta_x) \approx \sin \Theta \approx \cos(\xi_0) - \eta_0 \approx 1$) будем иметь

$$\delta\beta' = \delta\alpha' \frac{\cos(\Theta + \delta_x)}{\sin \delta_x} \pm \delta\beta_d. \quad (19)$$

При оценке влияния паразитных параметров бесконтактных ключей учтем лишь емкостные составляющие ключей (C) органа r_2 и остаточные сопротивления (r) в ключах органа c_3 , так как остаточные сопротивления ключей органа r_2 могут быть без труда скомпенсированы, (то есть включены в величины переключаемых эталонов), а емкостные составляющие ключей органа c_3 вносят ничтожную погрешность. Сопротивления утечек ключей в состоянии «выключено» вносят погрешность обратно пропорциональную отношению этих сопротивлений к величинам переключаемых эталонов и в данном случае не превышающую 0,05%. Учет выше отмеченных параметров дает следующие абсолютные погрешности в отработке уравнивающих параметров r_2 и c_3 :

$$\left. \begin{aligned} \Delta\alpha &\cong \omega^2 C_4 \cdot r_3 r_x \left(C_x \frac{r_x}{r_3} r + r_3 \frac{c_4}{c_x} C \right) \\ \Delta\beta_2 &\cong \frac{c_4}{c_x} C + \operatorname{tg}^3 \delta_x \frac{r}{\omega r_3^2} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Отнесенные к r_{20} и c_{30} , они дадут относительные погрешности измерения C_x и $\operatorname{tg} \delta_x$. Что касается температурных погрешностей, то они определяются как сопротивлениями утечки ключей, изменяющимися по экспоненциальному закону, так и нестабильностью эталонных элементов. Учет всех вышеуказанных погрешностей дает максимальную погрешность по C_x не более 0,1% и по $\operatorname{tg} \delta_x$ не более 2% (при $20^\circ\text{C} < t < 50^\circ\text{C}$).

Функциональная схема прибора

Блок-схема прибора показана на рис. 2. Согласно алгоритму, процесс уравнивания моста проходит в следующем порядке. После начальной установки и пуска устройства, производимых с помощью кнопки КН и СП (схемы пуска), осуществляется обработка уравнивающего параметра «быстрого» контура, (то есть полный цикл работы распределителя импульсов $P_Б$), после чего

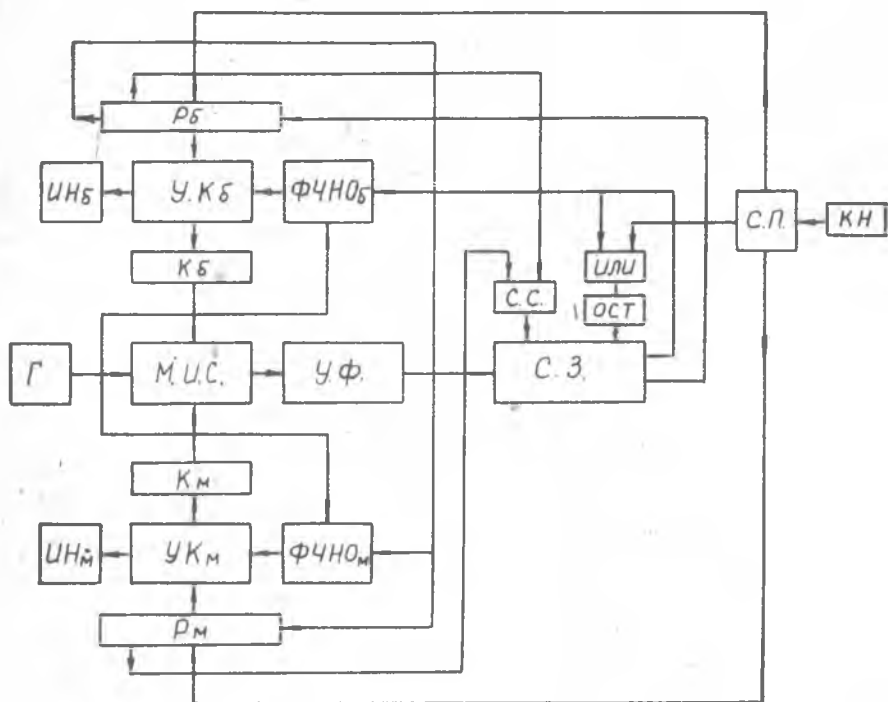


Рис. 2.

делается шаг в «медленном» контуре, (то есть в $P_М$), затем делается полный цикл обработки «быстрого» и т. д. Каждый контур обработки параметров («быстрый» и «медленный») имеет стандартную структуру: распределитель импульсов ($P_Б$ или $P_М$) — кольцевой счетчик, управляющий устройством коммутации ключей ($У.К_Б$ или $У.К_М$), которое содержит набор запоминающих триггеров, удерживающих ключи ($К_Б$ или $К_М$ в необходимом состоянии); фазочувствительный нуль-орган, по сигналам которого принимается решение оставить включенным или отключить очередной по коду элемент, и индикатор, показывающий в цифровом виде обработанный параметр ($ИН_Б$ или $ИН_М$). На выходе мо-

стовой схемы стоит усилитель-формирователь сигналов разбаланса УФ, преобразующий синусоидальное напряжение в последовательность узких импульсов, по фазе которых (на выходе схемы запрета) принимается решение о переключении очередного элемента уравнивающего органа.

Особенностью данной схемы автоматического уравнивания моста является отсутствие генератора тактовых импульсов и импульсный принцип действия ФЧНО. Тактовый интервал задается одновибратором ОвТ, играющим роль делителя частоты импульсов, поступающих с УФ, которые (с соответствующим коэффициентом деления частоты) выполняют функции тактовых, (то есть производят необходимые переключения распределителей и УК) и одновременно позволяют определить знак отклонения каждого параметра от состояния равновесия. Величина задержки Т выбирается исходя из длительностей переходных процессов в мостовой измерительной схеме МИС и усилителя. Переключение эталонных элементов уравнивающих органов МИС осуществляется с помощью УК, последовательные переключения которых производятся сигналами, поступающими с Р и ФЧНО. Если с последнего поступает импульс, то это означает перебор: подключенный на предыдущем такте эталонный элемент отключается, включается следующий по коду элемент и т. д.

Импульсный принцип действия ФЧНО заключается в том, что при недоборе они запирают тактовый импульс, а при переборе пропускают его на УК, то есть работают по принципу вентильной схемы. Схема совпадения С. С. служит для выработки сигнала останова по окончании $N = (4m + 1)(4n + 1)$ тактов работы моста.

В генераторе Г не предъявляется особых требований ни к стабильности частоты, ни к стабильности амплитуды, так как выбранная МИС частотонезависима, а чувствительность УФ имеет необходимый запас.

Основные узлы прибора

Измерительная схема имеет следующие параметры:

$$r_3 = 31,85 \text{ ом}; \quad c_4 = 1,256 \text{ мф};$$

r_2 набрано подекадно из трех декад:

I декада: 100, 200, 200, 400 ом и т. д.;

c_3 набрано подекадно из двух декад:

I декада: 0,2; 0,1; 0,1; 0,05 мф и т. д.

Ключи. В макете моста использованы транзисторные ключи на ПИЗА триодах с сопротивлением утечки при $t^\circ = 20^\circ\text{C} \geq 3 \text{ мом}$ и остаточным $\leq 1,5 \text{ ом}$. Надежное запирающее ключа осуществляется дополнительным источником постоянного напряжения + 12 в. В ключах, переключающих емкости, подключены сопротивления

R_k (рис. 3), нормализующие режим их работы. При изменении температуры от 20° до 50°C остаточное сопротивление ключей изменяется не более, чем на 5-10%. Температурная зависимость сопротивлений утечки подчиняется экспоненциальному закону.

Устройство коммутации ключей и распределитель импульсов практически составляют единое целое (см. рис. 4). По мере продвижения «единицы» в кольцевом счетчике P запоминающие триггеры поочередно устанавливаются в состояние «1», то есть в состояние, когда ключи, управляемые ими, находятся во включенном положении. Если на очередном такте (шаге) необходимо отключить эталонный элемент

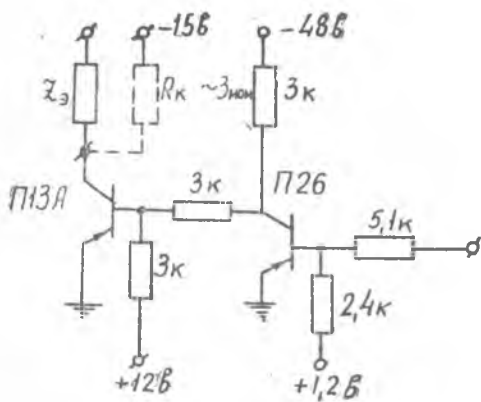


Рис. 3.

ключить эталонный элемент (случай перебора), то с ФЧНО поступает импульс сброса, который подается сразу на все вентили B , но проходит лишь через один, соответствующий включенному на предыдущем такте разряду. Одновременно с импульсом сброса (если такой имеет место) поступает импульс сдвига. Благодаря задержке срабатывания триггеров P сбросовый импульс достигает запоминающего триггера до перехода отпирающего потенциала на следующий разряд.

Кольцевые счетчики в целях повышения надежности построены по двухтактной схеме. Декады набраны кодом 4221 с защитой от помех посредством диодов, включаемых между коллекторами триггеров четверки и первой двойки с коллектором «нулевого» выхода триггера второй двойки. Последний удерживается в «0», если один из первых двух триггеров также находится в состоянии «0» (на рис. 4 эти диоды не показаны).

Чтобы получить необходимый для включения ключа ток, применяют усилители на транзисторах П26 (см. рис. 3) с дополнительным источником питания — 48 в. Элементы ключа и коллекторные сопротивления усилителей рассчитаны исходя из минимума потребления мощности при запортом и включенном состоянии ключа.

Фазочувствительный нуль-орган. На приведенной блок-схеме (рис. 5а) обозначены: I — усилитель-формирователь УФ, преобразующий синусоидальное напряжение I_1 с фазой φ_1 (напряжение разбаланса) в последовательность однополярных узких импульсов, формируемых на каждом положительном (отрицательном) переходе синусоиды через 0; II — формирователь (на триггере Шмитта), преобразующий синусоидальное напряжение I_{11} с фазой φ_{11} (опорное напряжение) в последовательность широких

прямоугольных импульсов; III — потенциально-импульсная схема совпадения (вентиль), потенциальный вход которой подсоединен к выходу формирователя II, а импульсный — к выходу формирователя I.

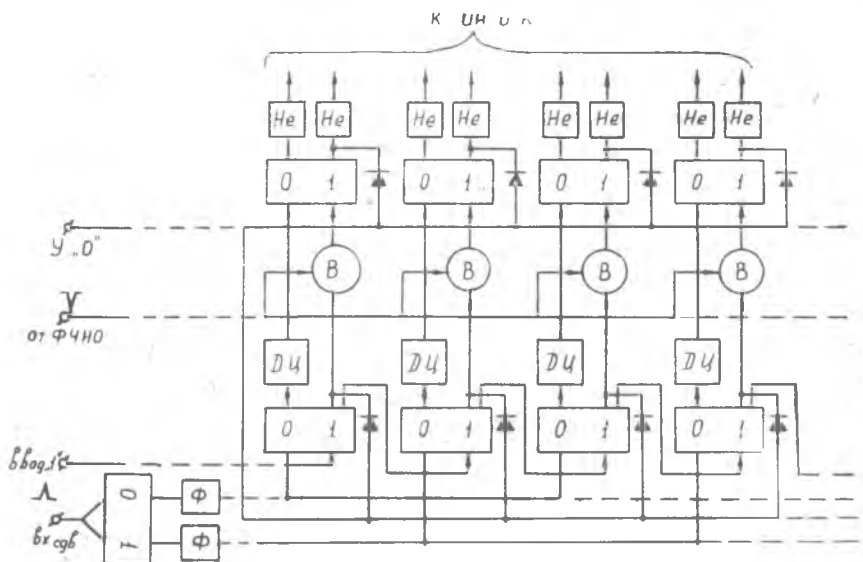


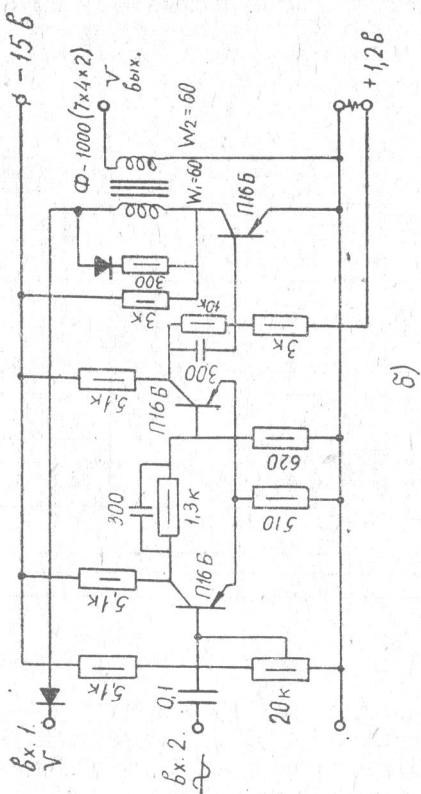
Рис. 4.

Если I_1 опережает по фазе I_{II} , то импульсы с формирователя I проходят на выход вентиля III. Если I_1 отстает от I_{II} по фазе, то на выходе вентиля III импульсы отсутствуют. Принципиальная схема ФЧНО (без УФ) показана на рис. 5 б.

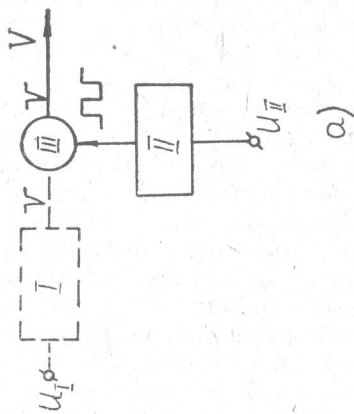
Усилитель-формирователь напряжения разбаланса. Основными требованиями к усилителю являются высокая чувствительность, минимальная зависимость фазовых сдвигов от амплитуды входного сигнала, а также малая инерционность,

В макете принят усилитель с предусилителем в виде схемы с непосредственными связями и глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току (рис. 6) с коэффициентом усиления ~ 2000 . Оконечный усилитель содержит 3 каскада усиления, за которыми следует одновибратор задержки (для предотвращения сбоя в моменты переключения ключей). На выходе получаем последовательность узких импульсов отрицательной полярности с амплитудой 6 в и длительностью $\sim 2 \mu \text{сек}$.

Схема запрета и совпадения представляют собой стандартные логические схемы, запирающие выход УФ на время выдержки ОВТ и в конце измерительного цикла в момент совпадения потенциалов на оконченных триггерах распределителей P_6 и P_m , что фиксируется схемой совпадения СС (потенциальная схема «И»).



б)



а)

Рис. 5.

Схема пуска и схема нулевых установок включает в себя схему нулевых установок (СНУ) распределителей Р и УК и формирователь узкого импульса запуска одновибратора ОВТ, предотвращающего прохождение импульса с УФ непосредственно после момента пуска. СНУ, в свою очередь, представляет собой набор инверторов, осуществляющих с помощью диодов сброс триггеров P_8 и P_m и $УК_8$ и $УК_m$ по коллекторам.

Индикаторы. Схемы индикации построены на обратных диодных матрицах с усилителями-инверторами, работающими на лампы ИИ-1 (рис. 7).

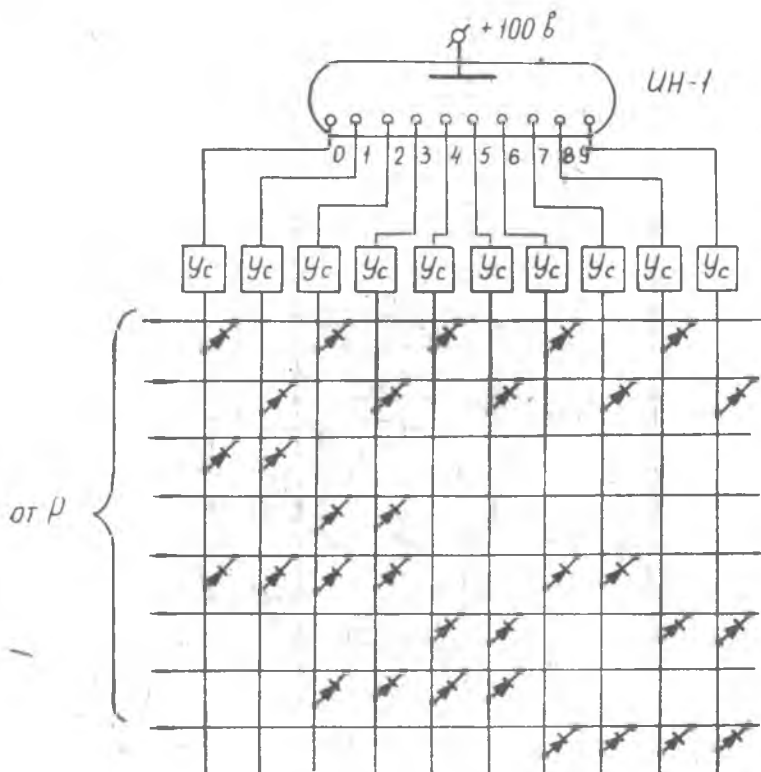


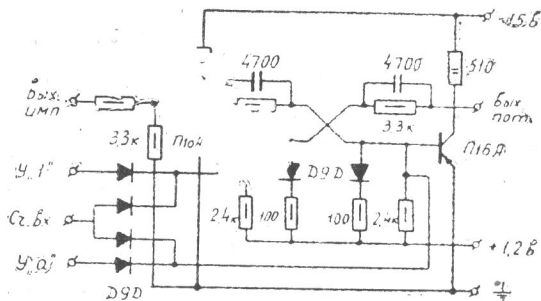
Рис. 7.

Цифровые элементы. В мосту использованы стандартные цифровые элементы, оформленные в виде модулей: триггер, одновибратор, инвертор, усилитель считывания, формирователь импульсов (на рис. 8 обозначены соответственно буквами а, б, в, г и д).

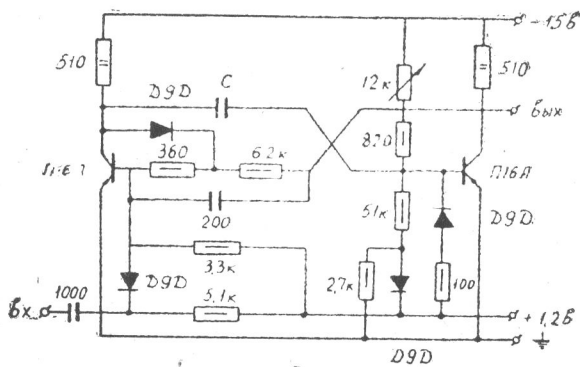
Результаты испытаний

Проведенные испытания показали следующее:

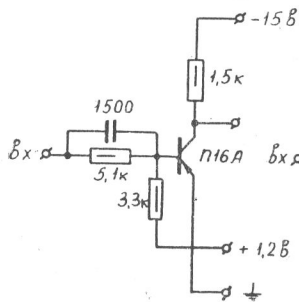
1) погрешности измерений не превышают $0,1\% \pm 1$ дискретности по C_x и $1\% \pm 1$ дискретности по $\text{tg} \delta_x$;



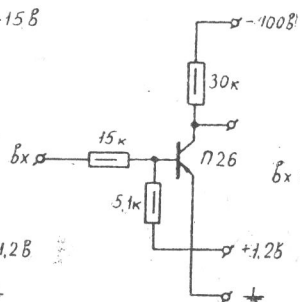
a)



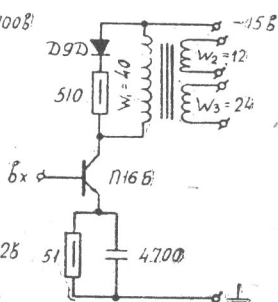
b)



b)



2)



9)

Рис. 8.

2) прибор нормально функционирует при изменениях питающих напряжений на $\pm 10\%$ и частоты питания измерительной схемы на ± 50 гц;

3) допустимы сдвиги фаз опорных напряжений

$$\Delta\bar{\gamma}_0 \approx \pm 50^\circ \text{ и } \Delta\gamma_0 \approx 8 \div 10^\circ;$$

4) фазовый сдвиг $\Delta\Phi$ при $I_{вх} = 0,5 \text{ мв} \div 3$ в составляет $\pm 15^\circ$;

5) минимальная длительность такта измерения равна $2 \div 3 \text{ м/сек}$, что дает минимальное время измерения $\sim 0,25 \text{ сек}$.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Экспериментальное исследование макета моста подтвердило правильность теоретических предпосылок и показало целесообразность применения в цифровых мостах (и компенсаторах) импульсных ФЧНО, обладающих высоким быстродействием (один период рабочей частоты) и надежностью. Исследования транзисторных ключей и погрешностей, вносимых их паразитными параметрами, дают основание рассчитывать на расширение диапазона измеряемых емкостей (при данной измерительной схеме) от 0,01 до 10,0 мф или $\text{tg}\delta_x$ до 1,0.

Одним из наиболее ответственных узлов моста является усилитель-формирователь сигналов разбаланса. В дальнейшем при использовании более быстродействующих алгоритмов, накладывающих большие ограничения на стабильность фаз, необходимо еще жестче стабилизировать фазовый сдвиг усилителя, а также понизить его инерционность.

В целом результаты данной работы следует рассматривать как промежуточные в серии проводимых авторами исследований, направленных на создание высокоточных быстродействующих измерителей комплексных величин переменного тока с цифровым выходом.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Ю. Кнеллер, Ю. Р. Агамалов, А. А. Десова. Автоматический мост для измерения комплексных сопротивлений. Авторское свидетельство № 165237, кл. 21 е, 2902.

2. В. Ю. Кнеллер, А. А. Десова, Ю. Р. Агамалов. Способ автоматического уравнивания нулевых измерительных схем переменного тока. Авторское свидетельство № 168379, кл. 21 е, 2902.

3. В. Ю. Кнеллер. Кривые равной чувствительности мостовых схем переменного тока с фазочувствительными индикаторами. «Измерительная техника», № 10, 1959.