

К. М. СОБОЛЕВСКИЙ, В. Н. СУМИТЕЛЬНОВ  
 (Новосибирск)

### ОБ ОДНОМ КЛАССЕ БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИХ МОДУЛЬНЫХ УКАЗАТЕЛЕЙ РАЗНОВРЕМЕННОГО СРАВНЕНИЯ

Модульные указатели измерительных состояний разновременного сравнения, благодаря преимуществам, присущим одноканальным устройствам, получили уже достаточно широкое распространение. Высокое быстродействие таких указателей может быть достигнуто на основе раздельного запоминания величин, пропорциональных модулям входных сигналов, с последующим сравнением запомненных значений [1, 2]. Однако, как и всем устройствам с запоминанием, данному классу модульных указателей свойственны погрешность записи информации в запоминающее устройство (информация заключена в разности модулей входных величин) и погрешность ее хранения, которые могут существенно снизить точность указания.

Ниже рассмотрены некоторые пути исключения указанных погрешностей рациональным выбором структуры указателя с использованием различных вариантов снятия информации с запоминающих конденсаторов; при этом обоснован также и подробно раскрыт способ исключения погрешности записи, предложенный в [3].

Как известно, быстродействие модульного указателя определяется временем, необходимым для преобразования модулей входных сигналов в пропорциональные им постоянные напряжения. Уменьшение этого времени достигается применением пиковых [2] и интегрирующих детекторов, конденсаторы которых одновременно выполняют функции запоминающих устройств. Принцип работы такого указателя поясняется

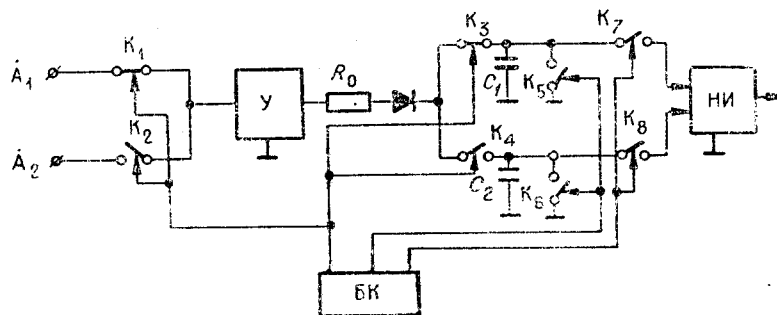


Рис. 1.

блок-схемой рис. 1, где  $У$  — усилитель,  $R_0$  — выходное сопротивление усилителя, НИ — нуль-индикатор и БК — блок коммутации. В зависимости от выбора  $R_0$  преобразование модулей входных величин в постоянное напряжение может осуществляться либо пиковыми детекторами ( $R_0 \rightarrow 0$ ), либо интегрирующими ( $R_0 \rightarrow \infty$ ), причем в условиях воздействия различных помех предпочтительнее интегрирующий детектор, обеспечивающий лучшую помехозащищенность. Поскольку реальные пиковые и интегрирующие детекторы различаются только величиной  $R_0$ , то дальнейшее рассмотрение будет относиться к обоим типам детекторов с учетом их постоянной времени заряда  $\theta = C (R_0 + R_x + R_k)$ , где  $R_k$  и  $R_x$  — сопротивление ключа и диода в проводящем состоянии.

Рассмотрим вначале причины, вызывающие появление погрешности записи  $\delta_3$  в модульном указателе с емкостными запоминающими устройствами. Для этого выразим эту погрешность через напряжения  $U_{C_1}(t)$  и  $U_{C_2}(t)$ , описывающие процесс заряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  от последовательности синусоидальных видеоимпульсов, поступающих на конденсаторы в течение двух тактов записи  $\tau_{н1}$  и  $\tau_{н2}$ :  $\delta_3 = \frac{U_{C_1}(t)}{U_{C_2}(t)} - 1$ .

С целью упрощения анализа заменим синусоидальные видеоимпульсы прямоугольными\*, эквивалентными синусоидальным по амплитуде и площади, и будем считать, что разрядом конденсатора в промежутках между импульсами можно пренебречь. Поскольку площадь  $i$ -го синусоидального импульса, поступившего на конденсатор, определяется выражением

$$F_i = \int_{t_1}^{t_2} [U_m \sin \omega t - U_{C(i-1)}] dt = \frac{2U_m}{\omega} (\sin \beta - \beta \cos \beta),$$

где  $U_{C(i-1)}$  — напряжение на конденсаторе после  $(i-1)$ -го импульса,  $\beta$  — угол отсечки,  $t_1 = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\pi}{2} - \beta \right)$  и  $t_2 = \frac{1}{\omega} \left( \frac{\pi}{2} + \beta \right)$ , то, принимая амплитуду прямоугольных импульсов равной  $U_m$ , длительность  $i$ -го импульса можно определить из соотношения

$$\tau_i = \frac{2}{\omega} (\sin \beta - \beta \cos \beta). \quad (1)$$

С учетом (1) процесс заряда можно описать выражением

$$U_C(t) = U_m \left\{ 1 - \exp \left[ \frac{1}{\theta} \left( \sum_{i=1}^n \tau_i + \xi \tau_{n+1} \right) \right] \right\}, \quad (2)$$

где  $n$  — количество целых импульсов, поступивших на конденсатор, а  $0 \leq \xi \leq 1$ . Полагая, что поступающая последовательность импульсов сдвинута относительно начала такта преобразования на какой-то угол  $\varphi = \frac{\Delta t}{T} 2\pi$ , величины  $n$  и  $\xi$  для  $0 \leq \varphi \leq \pi$  найдем по формулам:

$$n = \left[ \frac{\tau_n - \Delta t}{T} \right]; \quad \xi = \frac{\tau_n - \Delta t - nT}{\tau_{n+1}}, \quad (3)$$

где  $\tau_n$  — длительность такта преобразования;  $T$  — период повторения импульсов, а квадратные скобки указывают на округление значения

\* Подробно заряд конденсатора от синусоидальных видеоимпульсов рассмотрен в [4].

приводимого выражения до ближайшего меньшего целого числа. Учитывая теперь (1)–(3), для  $U_{m1} = U_{m2}$  получим

$$\delta_3 = \frac{1 - \exp \left[ \frac{1}{\theta_2} \left( \sum_{i=1}^{n_2} \tau_i + \xi_2 \tau_{n_2+1} \right) \right]}{1 - \exp \left[ \frac{1}{\theta_1} \left( \sum_{i=1}^{n_1} \tau_i + \xi_1 \tau_{n_1+1} \right) \right]} - 1. \quad (4)$$

Таким образом, как и следовало ожидать, погрешность записи в рассматриваемом модульном указателе возникает [см. формулу (4)] вследствие неравенства отношения длительностей фактического заряда конденсаторов отношению постоянных времени цепей заряда:

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{\sum_{i=1}^{n_1} \tau_i + \xi_1 \tau_{n_1+1}}{\sum_{i=1}^{n_2} \tau_i + \xi_2 \tau_{n_2+1}}. \quad (4a)$$

Это обстоятельство и указывает на рациональный общий путь исключения погрешности записи.

В частном случае, при условии  $\theta_1 = \theta_2$  погрешность записи можно исключить установлением одинаковой длительности тактов преобразования ( $\tau_{n1} = \tau_{n2}$ ), кратной периоду следования импульсов ( $\xi_1 = \xi_2 = 0$ ). Необходимо, однако, заметить, что такое решение практически приемлемо только при работе указателя на фиксированных частотах; в диапазоне частот условие кратности при постоянной длительности такта невыполнимо, а для  $\xi_1 \neq \xi_2 \neq 0$  погрешность записи неизбежно будет зависеть от неидентичности  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$ . Следовательно, в общем случае даже при  $\theta_1 = \theta_2$  для исключения погрешности записи необходимо предусмотреть специальные меры, обеспечивающие соблюдение условия (4a).

Один из возможных путей исключения погрешности записи реализован в указателе, подробная блок-схема которого приведена на рис. 2, где Тг — триггер; О — одновibrator; УЗ — устройство задержки; И — схема совпадения; ДЦ — дифференцирующая цепочка; УПН — устройство перехода через нуль.

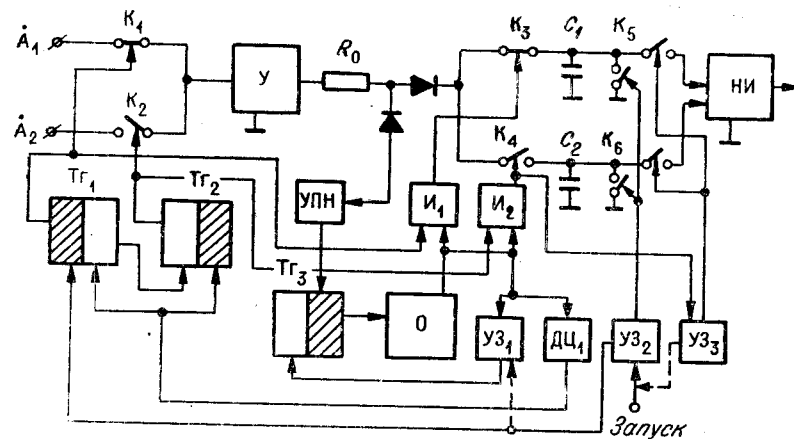


Рис. 2.

Рассмотрим принцип работы указателя, считая, что в исходном состоянии на управляющих работой ключей  $K_1, K_2$  выходах триггеров  $Tg_1, Tg_2$ , а также на выходах триггера  $Tg_3$ , одновибратора, схем совпадений и устройств задержки сигналы отсутствуют (состояние «0») и все ключи в указателе разомкнуты. Стартовый импульс поступает на вход  $УЗ_2$  и вызывает замыкание разрядных ключей  $K_5, K_6$  в течение времени задержки, в конце которого срабатывает триггер  $Tg_1$ . Сигнал «1» с упомянутого выхода триггера  $Tg_1$  одновременно поступает на схему совпадения  $I_1$  и на управляющий вход ключа  $K_1$ , переводя ключ в замкнутое состояние. Поскольку в этот момент схемы совпадений находятся в состоянии «0», то зарядные ключи  $K_3$  и  $K_4$  разомкнуты и сигнал  $A_1$  на конденсаторы не проходит. При первом переходе выходного сигнала усилителя через нуль (с отрицательной полуволны на положительную), выделяемом устройством УПН, срабатывает триггер  $Tg_3$  и запускается одновибратор, выходной сигнал «1» которого поступает на схемы совпадений. При этом для  $I_1$  в течение длительности импульса одновибратора будет выполняться условие совпадения, и ее выходной сигнал вызовет замыкание ключа  $K_3$ , определяющее начало заряда конденсатора  $C_1$ . На заднем фронте выходного импульса одновибратора устройством задержки  $УЗ_1$  и дифференцирующей цепочкой ДЦ<sub>1</sub> формируются сбрасывающие импульсы, возвращающие триггеры в исходное состояние. По окончании импульса с ДЦ<sub>1</sub> триггер  $Tg_2$  срабатывает от выходного сигнала  $Tg_1$  и сигнал «1» с его выхода поступает на схему совпадения  $I_2$  и на управляющий вход ключа  $K_2$ . Так же, как и на первом такте записи, входной сигнал  $A_2$  начнет заряжать конденсатор  $C_2$  только после срабатывания одновибратора (и соответственно схемы совпадения  $I_2$ ), длительность выходного импульса которого определит время заряда конденсатора  $C_2$ . На заднем фронте импульсов с  $O$  и  $I_2$  возвращаются в исходное состояние триггеры  $Tg_2, Tg_3$  и запускается устройство задержки  $УЗ_3$ , определяющее длительность такта сравнения, на котором ключи  $K_1 - K_6$  разомкнуты, а ключи  $K_7, K_8$  замкнуты. В этом случае на нуль-индикатор поступает импульс, полярность которого характеризует знак неравенства.

Для обеспечения работы указателя в непрерывном режиме выход  $УЗ_3$  подключается ко входу  $УЗ_2$ .

Таким образом, в рассмотренном указателе выполнение условия (4а) при  $\theta_1 = \theta_2$  достигнуто введением синфазности заряда конденсатора, осуществляемым с помощью устройства перехода через нуль, и обеспечением постоянства длительности заряда путем использования одного одновибратора.

Поскольку быстродействующий указатель сильно подвержен влиянию переходных процессов в измерительной цепи и в усилителе [5], то особое значение приобретает его защита от влияния этих процессов. В указателе по схеме рис. 2 такая защита осуществляется размыканием входных ( $K_1, K_2$ ) и зарядных ( $K_3, K_4$ ) ключей на время переходных процессов, которое задается устройствами задержки  $УЗ_1$  и  $УЗ_2$ . При этом время задержки  $УЗ_2$  должно быть больше длительности переходных процессов в измерительной цепи, время задержки  $УЗ_1$  больше длительности переходных процессов в усилителе [5], а между  $УЗ_2$  и  $УЗ_1$  вводится дополнительная связь (см. штрих рис. 2).

Выше предполагалось, что равенство  $\theta_1 = \theta_2$  обеспечено. Очевидно, что это равенство практически наиболее просто реализовать путем использования симметричных цепей. Однако если условие  $C_1 = C_2$  выполнить сравнительно просто, то добиться идентичности сопротивления ключей в проводящем состоянии, например при использовании полевых

триодов, довольно трудно. Правда, в интегрирующем детекторе, в силу того что  $R_0 \gg R_k$ , эта неидентичность на точность сравнения практически не влияет, но в пиковых детекторах ( $R_0 \rightarrow 0$ ) она оказывает существенное влияние на погрешность записи. Исключить влияние неравенства сопротивлений замкнутых ключей в пиковых детекторах можно введением обратной связи по постоянному току [6] (см. рис. 3, где СУ — согласующее устройство). Но такое введение обратной связи уменьшает постоянную времени детектора и, следовательно, его помехозащищенность; поэтому, вводя обратную связь, для обеспечения прежней постоянной времени последовательно с  $R_0$  необходимо включить дополнительное сопротивление  $R$ .

Пренебрегая пока погрешностью хранения, рассмотрим теперь снятие записанной в запоминающие конденсаторы информации, которое, как известно, может осуществляться как путем выделения обгибающей коммутационной частоты с последующим ее фазочувствительным детектированием [5], так и непосредственным вычитанием запомненных значений [3].

В рассматриваемых модульных указателях в первом случае подключение конденсаторов к высокоомному входу нуль-индикатора (см. рис. 1) должно осуществляться поочередно, причем ключ  $K_7$  должен работать синхронно и синфазно с ключом  $K_2$ , а  $K_8$  с  $K_1$ . Разряд запоминающих конденсаторов при этом необходимо осуществлять в начале соответствующих им тактов записи.

Во втором случае для непосредственного вычитания запомненных значений необходим такт сравнения. На этом такте ключи  $K_1 - K_6$  должны быть разомкнуты, а ключи  $K_7, K_8$  замкнуты.

Наиболее просто вычитание запомненных значений осуществляется нуль-индикатором, выполненным либо в виде дифференциального усилителя с большим входным сопротивлением ( $R_{вх} \rightarrow \infty$ ), либо в виде трансформаторного компаратора токов, выходная обмотка которого

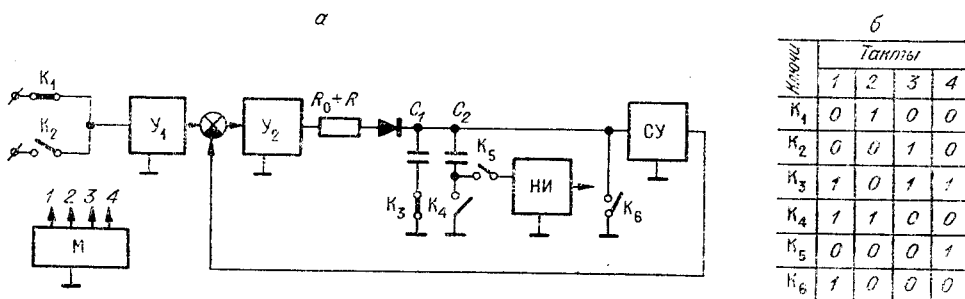


Рис. 3.

нагружена на низкоомный вход усилителя ( $R_{вх} \rightarrow 0$ ). Однако трудность достижения полной синхронности срабатывания ключей  $K_7$  и  $K_8$  приводит к появлению паразитных импульсов, которые могут исказить результат сравнения.

От указанного недостатка свободен способ вычитания запомненных на конденсаторах напряжений путем последовательного включения конденсаторов на такте сравнения [3] (см. рис. 3); здесь на вход усилителя  $U_3$  на такте сравнения поступает непосредственно разность запомненных значений, которая, в зависимости от величины входного сопротивления усилителя, может выделяться либо в виде напряжения ( $R_{вх} \rightarrow \infty$ ), либо в виде тока ( $R_{вх} \rightarrow 0$ ), причем знак неравенства мо-

дулей входных величин определится полярностью выходного импульса усилителя. Такое импульсное выделение информации удобно для устройств с цифровой системой уравнивания.

В измерителях с аналоговой системой уравнивания величина пропорциональная разности модулей входных сигналов, на выходе указателя должна быть непрерывна; последнее может быть достигнуто использованием четырех конденсаторов [7], работающих таким образом, что, когда информация выделяется двумя первыми конденсаторами, два других подключены к высокоомному входу усилителя  $U_3$  и наоборот.

Как нетрудно видеть, разряд конденсаторов при непосредственном вычитании запомненных значений может осуществляться одновременно — в начале такта записи (как и при выделении огибающей) или одновременно — либо на специальном такте записи (см., например, рис. 2), либо вместе со считыванием (при использовании компаратора токов).

Влияние погрешности хранения на точность сравнения рассмотрено уже достаточно подробно в [3, 5, 6]. При малой длительности преобразования модулей входных величин в постоянное напряжение этой погрешностью можно пренебречь. Однако при работе указателя на низких и инфранизких частотах и при использовании бесконтактных ключей, даже при времени преобразования 1—2 периода входных сигналов, погрешность хранения может существенно снизить точность указания. Для уменьшения погрешности хранения в этом случае можно рекомендовать амплитудно-импульсную модуляцию входных сигналов и временное уплотнение усилительно-преобразовательного тракта.

Блок-схема модульного указателя с АИМ входных сигналов приведена на рис. 4, где  $\Gamma_\Omega$  — генератор коммутационной частоты  $\Omega$ , много большей частоты входных сигналов;  $M$  — трехфазный мультивибратор, выходные сигналы которого определяют длительности тактов разряда, записи и сравнения. На такте записи со второго выхода мультивибратора  $M$  на схемы совпадений  $I_1$  и  $I_2$  поступает сигнал «1» и выходные сигналы схем совпадения с частотой  $\Omega$  управляют работой зарядных ключей  $K_3$  и  $K_4$ . В худшем случае (при противофазности входных сигналов) максимальное время разряда одного из конденсаторов не

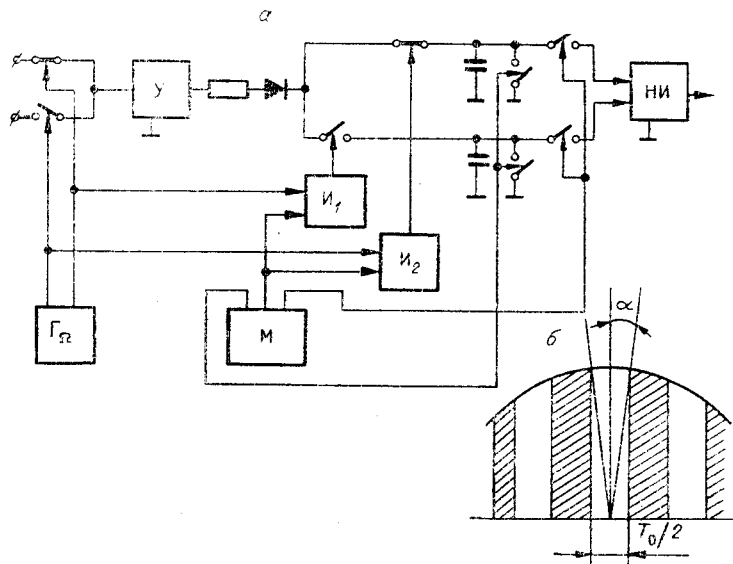


Рис. 4.

может быть больше  $3/4$  периода, а при синфазных сигналах заряд конденсаторов происходит практически одновременно.

Использование в указателе амплитудно-импульсной модуляции предопределяет появление погрешности от дискретности, с которой должен быть связан выбор частоты коммутации  $\Omega$ . Наибольшая погрешность от дискретности будет в том случае, когда максимум входной величины  $A(t)$  приходится на середину нерабочего кванта (см. рис. 4, б). При этом запоминающий конденсатор принципиально не может зарядиться до напряжения, соответствующего  $A_m$ , и погрешность будет определяться выражением

$$\delta_x = \frac{A_m \sin \omega t - A_m}{A_m} = \sin \omega t - 1. \quad (5)$$

Длительность кванта определяется половиной периода коммутационной частоты. За это время вектор входной величины  $\dot{A}$  повернется на угол  $2\alpha$ . Отсюда видно, что поворот вектора  $\dot{A}$  на угол  $\alpha$  будет осуществляться за четверть периода коммутации  $\frac{T_0}{4}$ . С учетом того, что запомненное значение в формуле (5) определяется в момент времени  $t_0 = \frac{1}{4}[T - T_0]$ , погрешность дискретности после преобразований примет вид

$$\delta_x = \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{T_0}{T}\right) - 1. \quad (5a)$$

Из формулы (4a) видно, что выбором величины отношения  $\frac{T}{T_0}$  можно свести погрешность дискретности к пренебрежимо малой величине. При заданной допустимой погрешности (4a) и известной частоте ( $\omega$ ) входных сигналов необходимая частота коммутации определится формулой  $\Omega = \frac{1}{T_0} \frac{\pi}{2 \arccos(1 + \delta_x)}$ .

Таким образом, исключая рассмотренными выше способами погрешности записи и хранения, можно значительно повысить точность модульных указателей с запоминающими устройствами и обеспечить возможность их работы в широком диапазоне частот (от единиц герц до сотен килогерц).

#### ЛИТЕРАТУРА

1. С. М. Казаков, К. М. Соболевский, В. Н. Сумительнов. Указатели измерительных состояний. — Автометрия, 1968, № 6.
2. С. Д. Амромин. Модуляционный индикатор для сравнения двух переменных напряжений по амплитуде и фазе. — ПНТПО, № 18-66-1570/123. М., 1966.
3. К. М. Соболевский, В. Н. Сумительнов. Быстродействующий модульный указатель измерительных состояний. — Тезисы IX конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, 1968.
4. С. М. Смирнов. Заряд конденсаторов через вентиль от сети переменного тока. — Электричество, 1961, № 10.
5. Ю. А. Скрипник. Влияние переходных процессов на точность одноканального дифференциального указателя. — Автометрия, 1966, № 3.
6. К. А. Нетребенко. Компенсационные схемы амплитудных вольтметров и указателей экстремума. М., «Энергия», 1967.
7. А. М. Мелик-Шахназаров, М. Г. Маркатуни, И. Л. Шайн. Автокомпенсационные приборы экстремального типа. М., «Энергия», 1969.

Поступила в редакцию  
26 декабря 1969 г.