

ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ

УДК 621.317.733

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

УКАЗАТЕЛИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ ЦЕПЕЙ УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Метрологические и эксплуатационные характеристики аппаратуры для измерения параметров комплексных величин (активных и пассивных), реализующей принципы уравнивания, во многом определяются качеством используемых электроизмерительных цепей и указателей их измерительных состояний (равновесия, квазиравновесия) [1—6]. В настоящее время известны весьма перспективные схемы электроизмерительных цепей уравнивания (ЭИЦУ), но нет достаточной ясности в том, как наиболее рационально строить требуемые указатели измерительных состояний (УИС), хотя и предложено большое количество устройств, пригодных в принципе для использования в качестве УИС. Учитывая все это, секция электроизмерительных цепей уравнивания VIII Всесоюзной конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений (Новосибирск, 1966 г.) поручила сотрудникам Института автоматики и электрометрии СО АН СССР подготовить обзорную работу по известным схемам устройств, позволяющих отмечать измерительные состояния цепей уравнивания. Выполняя решение секции, авторы настоящей статьи попытались представить известный и оригинальный материал с единой позиции — обеспечения раздельности измерения параметров комплексных величин. Мы надеемся, что такая систематизация послужит толчком для дальнейших исследований в области построения УИС и вместе с тем позволит инженерам более сознательно использовать ту или иную схему указателя для конкретных целей.

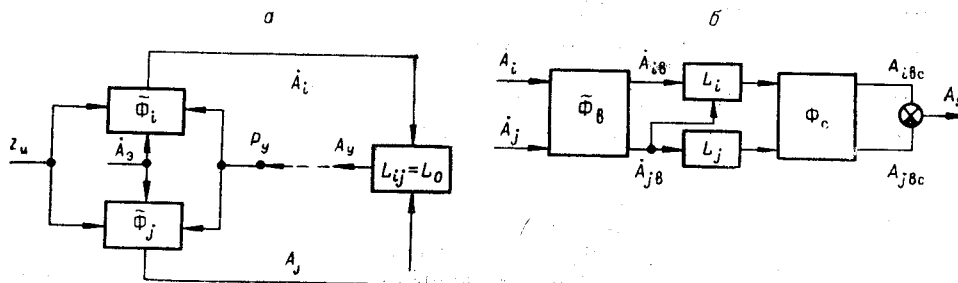


Рис. 1.

Для выяснения роли указателя в устройстве уравнивания удобно использовать общую функциональную схему последнего (структурную схему преобразований), которую в случае раздельного измерения параметров комплексных величин можно представить так, как показано на рис. 1, а. Согласно этой схеме, в измерительной цепи производится функциональное преобразование $\tilde{\Phi}_i$ и $\tilde{\Phi}_j$ исследуемой величины z_n , уравнивающего параметра P_y и параметра вспомогательной электрической энергии \dot{A}_y в активные комплексные величины \dot{A}_i и \dot{A}_j . При измерении параметров активных комплексных величин \dot{A}_n роль функциональных преобразователей выполняют согласующие устройства, а при измерении параметров пассивных комплексных величин $\tilde{\Gamma}_n$ — преобразователи пассивных величин в активные (например, двухэлементные цепочки, составляющие ветви обычной мостовой цепи). Изменением уравнивающего параметра P_y измерительная цепь приводится в скалярное измерительное состояние, характеризуемое уравнением $L_{ij} = L_0$ и отмечаемое с помощью УИС, где знак L означает [2] оператор преобразования вектора в скаляр, причем $L_{ij} = L(\dot{A}_i / \dot{A}_j) = L(w_{ij})$, а L_0 — заданная постоянная величина. Выходная скалярная величина A_y указателя в общем случае содержит информацию о величине и знаке отклонения цепи от измерительного состояния, в частных же случаях — только о величине (в системах со статическим уравниванием) или только о знаке (в системах с дискретным астатическим уравниванием). Заметим, что при раздельном измерении параметров комплексных величин векторный режим, очевидно, является сочетанием двух скалярных, поэтому в общих рассуждениях учитывать его не требуется. В соответствии с реализуемыми режимами указатели делятся на модульные МУИС ($L_{ij} = \text{mod } w_{ij} = |w_{ij}|$), фазовые ФУИС ($L_{ij} = \text{arg } w_{ij} = \theta_{ij}$), синфазно-компонентные СКУИС ($L_{ij} = \text{Re } w_{ij} = u_{ij}$) и квадратурно-компонентные ККУИС ($L_{ij} = \text{Im } w_{ij} = v_{ij}$).

Анализ уравнения измерительного состояния $L_{ij} = L_0$ приводит к общей функциональной схеме УИС, изображенной на рис. 1, б, где $\tilde{\Phi}_v$ означает векторное преобразование входных величин; L_i и L_j — преобразования «вектор-скаляр»; Φ_c — скалярное преобразование. Векторное преобразование может быть непропорциональным [$\dot{A}_{i\ v} = \tilde{\Phi}_{i\ v}(\dot{A}_i, \dot{A}_j)$ и $\dot{A}_{j\ v} = \tilde{\Phi}_{j\ v}(\dot{A}_i, \dot{A}_j)$], что, как правило, приводит к изменению характера параметров активных величин, несущих информацию о состоянии измерительной цепи, или пропорциональным [$\dot{A}_{i\ v} = \tilde{K}_{i\ v} \dot{A}_i$; $\dot{A}_{j\ v} = \tilde{K}_{j\ v} \dot{A}_j$]. Преобразование «вектор-скаляр» (преобразование "L") в зависимости от того, какая составляющая выделяется из вектора, делится на модульное $L_m [L(\dot{A}) = \text{mod } \dot{A}]$, фазовое $L_\Phi [L_{i(j)}(\dot{A}_i) = \text{arg } w_{ij} = \theta_{ij}]$, синфазно-компонентное $L_{ск} [L_{i(j)}(\dot{A}_i) = \text{Re}(\dot{A}_i)_{A_j}]$ и квадратурно-компонентное $L_{кк} [L_{i(j)}(\dot{A}_i) = \text{Im}(\dot{A}_i)_{A_j}]$. Фазовое и компонентные преобразования являются, естественно, управляемыми от опорной величины (в нашем случае \dot{A}_j), которая указывается индексом в скобках (j). В реальных указателях преобразование "L" осуществляется с помощью различных видов амплитудных, фазовых и синхронных детекторов. Скалярное преобразование, так же как и векторное, может быть непропорциональным, например квадратичным

$[A_{вс} = K_c L^2 (\dot{A}_в)]$, логарифмическим $[A_{вс} = K_c \ln L (\dot{A}_в)]$, логометрическим $[A_{вс} = K_c L (\dot{A}_в) / L (\dot{A}_в)]$ или пропорциональным $[A_{вс} = K_c L (\dot{A}_в)]$. Преобразование "L" и скалярное преобразование реализуются зачастую в одном устройстве, например в квадратичном детекторе.

Поскольку раздельность измерения обеспечивается указателем измерительных состояний, его схема сильно влияет на характер чувствительности устройства уравнивания в целом. В этой связи вопросы построения и выбора схемы УИС и вопросы чувствительности необходимо рассматривать совместно [5]. Качество ЭИЦУ и УИС лучше всего характеризует чувствительность устройства, приведенная к выходу указателя и рассчитываемая как отношение приращения выходной скалярной величины указателя A_y к абсолютному или относительному приращению уравнивающего параметра измерительной цепи (будем в дальнейшем называть ее приведенной чувствительностью):

$$S_{по} = \frac{\partial A_y}{\partial P_y} P_y; \quad S_n = \frac{\dot{S}_n}{P_y} = \frac{\partial A_y}{\partial P_y}$$

Очевидно, что такая чувствительность позволяет сравнивать качественно любые цепи уравнивания, приводимые в любые измерительные состояния с помощью любых типов указателей, и поэтому может служить одним из общих критериев качества устройства уравнивания для раздельного измерения параметров комплексных величин. Поскольку нас интересует только характер чувствительности (именно здесь проявляется специфика раздельного измерения), то коэффициенты передачи всех преобразовательных элементов удобно принять равными единице и указателю приписать только функциональные преобразования. Приняв такое условие, приведенную чувствительность устройств с различными типами скалярного преобразования можно получить следующим образом. Для устройств с пропорциональным скалярным преобразованием Φ_c имеем:

$$A_{i\text{вс}} = L_{i(j\text{в})} (\dot{A}_{i\text{в}}); \quad A_{j\text{вс}} = L_j (\dot{A}_{j\text{в}});$$

$$A_y = L_{i(j\text{в})} (\dot{A}_{i\text{в}}) - L_j (\dot{A}_{j\text{в}}) = L_j (\dot{A}_{j\text{в}}) [L_{ij\text{в}} - 1],$$

откуда чувствительность во всем диапазоне уравнивания равна

$$S_{по} = \frac{\partial L_{i(j\text{в})} (\dot{A}_{i\text{в}})}{\partial P_y} P_y - \frac{\partial L_j (\dot{A}_{j\text{в}})}{\partial P_y} P_y, \quad (1)$$

а вблизи измерительного состояния —

$$[S_{по}]_{L_{ij\text{в}}=1} = P_y \left[L_j (\dot{A}_{j\text{в}}) \frac{\partial L_{ij\text{в}}}{\partial P_y} \right]_{L_{ij\text{в}}=1}. \quad (2)$$

Для устройств с логарифмическим скалярным преобразованием имеем:

$$A_{i\text{вс}} = \ln L_{i(j\text{в})} (\dot{A}_{i\text{в}}); \quad A_{j\text{вс}} = \ln L_j (\dot{A}_{j\text{в}}); \quad A_y = \ln L_{ij\text{в}} (\omega_{ij\text{в}}),$$

откуда чувствительность во всем диапазоне уравнивания равна

$$S_{по} = \frac{P_y}{L_{ij\text{в}}} \frac{\partial L_{ij\text{в}}}{\partial P_y}, \quad (3)$$

а вблизи измерительного состояния —

$$[S_{по}]_{L_{ij\text{в}}=1} = P_y \left[\frac{\partial L_{ij\text{в}}}{\partial P_y} \right]_{L_{ij\text{в}}=1}. \quad (4)$$

При логометрическом скалярном преобразовании получим:

$$A_{i\text{вс}} = \frac{L_i(j_{\text{в}})(\dot{A}_{i\text{в}})}{L_j(\dot{A}_{j\text{в}})} = L_{ij\text{в}}; \quad A_{j\text{вс}} = 1; \quad S_{\text{по}} = P_y \frac{\partial L_{ij\text{в}}}{\partial P_y}, \quad (5)$$

а при квадратичном —

$$A_{i\text{вс}} = L_i^2(j_{\text{в}})(\dot{A}_{i\text{в}}); \quad A_{j\text{вс}} = L_j^2(\dot{A}_{j\text{в}}); \quad A_y = L_j^2(\dot{A}_{j\text{в}}) [L_{ij\text{в}}^2 - 1]; \\ [S_{\text{по}}]_{L_{ij\text{в}}=1} = 2P_y \left[L_j^2(\dot{A}_{j\text{в}}) \frac{\partial L_{ij\text{в}}}{\partial P_y} \right]_{L_{ij\text{в}}=1}. \quad (6)$$

Не вдаваясь в подробности анализа приведенной чувствительности, можно сделать некоторые выводы, довольно явно следующие из выражений (1) — (6). Чувствительность $S_{\text{по}}$ при логометрическом и логарифмическом скалярных преобразованиях зависит только от соответствующей скалярной составляющей функции $w_{ij\text{в}}$, что позволяет при рациональном выборе схемы ЭИЦУ достичь независимости чувствительности от неизмеряемых параметров исследуемой комплексной величины и обеспечить строгую обратно пропорциональную зависимость приведенной чувствительности $S_{\text{п}}$ от уравнивающего параметра. При пропорциональном скалярном преобразовании характер чувствительности, как правило, более сложный, что объясняется зависимостью чувствительности от активной величины $\tilde{A}_{j\text{в}}$. Исключение составляет случай, когда преобразования $\tilde{\Phi}_i$ и $\tilde{\Phi}_j$ в ЭИЦУ прямо пропорциональны. Чувствительность $S_{\text{п}}$ при этом постоянна во всем диапазоне уравнивания.

Рассмотрим теперь с указанных позиций конкретные схемы устройств, с помощью которых могут быть отмечены скалярные измерительные состояния цепей уравнивания.

МОДУЛЬНЫЕ УКАЗАТЕЛИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ

Чаще всего МУИС строятся с пропорциональными векторным и скалярным преобразованиями. В этом случае они отмечают режим $|w_{ij}| = 1$ и используют для преобразования "L" амплитудные линейные или квадратичные детекторы. МУИС одновременного сравнения (с двухканальной структурой) принципиально позволяют получить самое высокое быстродействие, однако точность указания при этом невысокая и сильно зависит от неидентичности трактов преобразования [4, 7, 8]. Более высокую точность обеспечивают модульные УИС различного сравнения (с одноканальной структурой) [8—11]. В таких указателях мультипликативные погрешности (например, от нестабильности коэффициента преобразования "L") и аддитивные погрешности, изменением которых за время сравнения можно пренебречь (например, дрейф амплитудного детектора), на точность указания не влияют. Однако здесь возникает задача получения разности поочередно поступающих сигналов. От решения этой задачи в основном и зависит общее быстродействие указателя. Широко исследованы модульные УИС с периодическим сравнением и выделением огибающей амплитудной модуляции сигнала в тракте преобразования [8, 12—15]. На рис. 2, а приведена схема такого модульного указателя напряжений [8]. Сравнимые напряжения \dot{U}_i и \dot{U}_j периодически с частотой коммутации Ω , намного меньшей рабочей частоты ω , усиливаются усилителем рабочей частоты U_{ω} и детектируются амплитудным детектором АД. Если модули на-

пряжений U_i и U_j не равны между собой, то на выходе АД появляется напряжение с частотой коммутации, которое усиливается в $У_\omega$ и подвергается фазочувствительному детектированию. Фазочувствительный детектор служит для определения знака разности модулей U_i и U_j , поэтому на его опорный вход подается напряжение с выхода генератора

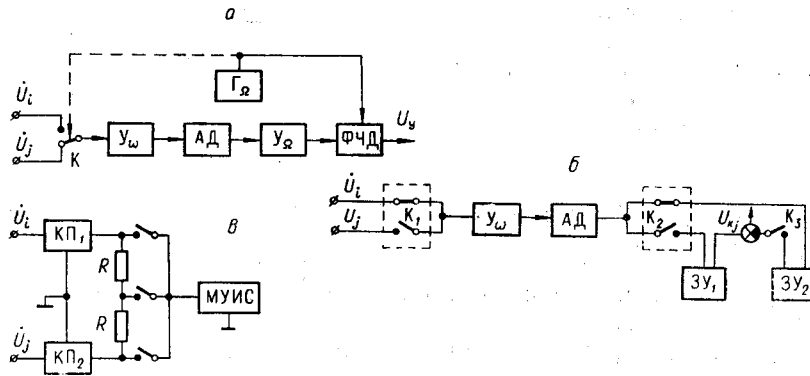


Рис. 2.

коммутационной частоты Γ_ω , которое одновременно управляет работой входного коммутатора К. Быстродействие и нижний предел диапазона рабочих частот такого МУИС ограничены условием $\Omega \ll \omega$. Повышение быстродействия МУИС периодического сравнения может вестись двумя путями: уменьшением инерционности амплитудного детектора, что может быть достигнуто либо применением теоретически безынерционного способа выделения огибающей, предложенного Ф. Б. Гриневичем [16], либо использованием многофазных выпрямителей [17]; и увеличением быстродействия фазочувствительного детектора, например, путем использования интегрирования [6, 18] или схем совпадения [19]. Для расширения динамического диапазона работы модульного УИС и облегчения выделения огибающей на уровне больших сигналов в усилителе $У_\omega$ применяется АРУ, а после усилителя включают углубители модуляции [19].

Дальнейшим путем повышения точности указания при сравнительно высоком быстродействии является использование двух запоминающих устройств на конденсаторах [20, 21] или на ферритовых сердечниках [22]. Блок-схему таких МУИС можно изобразить так, как показано на рис. 2, б. В отличие от предыдущей схемы здесь напряжения с выхода амплитудного детектора подаются с помощью коммутатора K_2 , работающего синхронно с K_1 , на два запоминающих устройства $ЗУ_1$ и $ЗУ_2$. После двух тактов запоминания следует такт сравнения, в который замыкается ключ K_3 , и на выходе указателя появляется напряжение, пропорциональное разности модулей сравниваемых напряжений. Если $ЗУ$ выполнены на конденсаторах, то обычно необходим еще один такт — такт разряда конденсаторов. Таким образом, информация об измерительном состоянии цепи уравнивания может быть получена в худшем случае за 4 такта. Поскольку такты сравнения и разряда не зависят от рабочей частоты и могут составлять доли периода, быстродействие указателя в основном определяется временем тактов запоминания. При использовании амплитудного пикового детектора это время может составить не более двух периодов рабочей частоты. Обычно для повышения помехоустойчивости вводят в зарядную цепь небольшую

постоянную времени, а время такта выбирают несколько большим, чем требуется для заряда конденсатора до максимального значения [21]. Некоторым недостатком МУИС с двумя запоминающими устройствами является влияние на точность указания разряда емкости первого ЗУ в то время, пока происходит заряд емкости второго ЗУ.

Для указания модульного режима, по сути дела, служат и указатели с экстремум-детекторами [19, 20, 23], реагирующими на приращение напряжения на выходе АД. Достигается это обычно с помощью одного емкостного запоминающего устройства, на котором запоминается предыдущее напряжение. Такие указатели обладают высоким быстродействием, но малоизбирательны.

В устройствах с дискретным уравниванием возникает проблема обеспечения устойчивости отсчета вблизи равновесия. Для решения ее Ф. Б. Гриневичем были предложены принципы трехточечной модуляции [19]. Очевидно, что эти принципы могут быть применены и в обычных МУИС. Для этого необходимо сформировать третий вектор напряжения путем сложения одного из сравниваемых векторов с их полуразностью (см. рис. 2, в).

Менее распространены схемы модульных УИС с непропорциональным векторным преобразованием $\tilde{\Phi}_v$. Так, для указания модульного режима можно применить схему, в которой благодаря суммо-разностному преобразованию сравниваемых напряжений равенство их модулей может быть отмечено по квадратуре преобразованных величин [22, 24]. В таких МУИС нестабильность модулей коэффициентов передачи каналов на точность указания не влияет, а неравенство фазовых сдвигов в каналах вносит прямую погрешность. Кроме того, чувствительность устройства уравнивания с суммо-разностным преобразованием зависит от неизменяемого параметра z_n — фазы. Действительно, учитывая, что

$$\dot{A}_{i\text{в}} = \dot{A}_j (\omega_{ij} - 1), \quad \dot{A}_{j\text{в}} = \dot{A}_j (\omega_{ij} + 1), \quad \omega_{ij\text{в}} = \frac{\omega_{ij} - 1}{\omega_{ij} + 1}$$

и при синфазно-компонентном преобразовании "L"

$$A_y = A_{i\text{вс}} = \text{Re} (\dot{A}_{i\text{в}}) \dot{A}_{j\text{в}} = \frac{A_j}{|\omega_{ij} + 1|} (|\omega_{ij}|^2 - 1),$$

выражение для S_n получим в виде

$$[S_{\text{но}}]_{|\omega_{ij}|=1} = P_y \left[\frac{A_j}{\cos \frac{\theta_{ij}}{2}} \frac{\partial |\omega_{ij}|}{\partial P_y} \right]_{|\omega_{ij}|=1}$$

Наконец, МУИС строятся с логарифмическим скалярным преобразованием Φ_c [4]. Такие указатели довольно сложны, но иногда, как уже указывалось, позволяют существенно улучшить характер приведенной чувствительности устройства уравнивания.

ФАЗОВЫЕ УКАЗАТЕЛИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ

По принципу действия ФУИС делятся на указатели нулевого или 180°-го сдвига фаз [ФУИС (0°) или ФУИС (180°)] и указатели 90°-го сдвига фаз [ФУИС (90°)]. Очевидно, что фазовый режим $\theta_{ij} = \theta_0$ может быть отмечен с помощью любого из указанных ФУИС, если в канале одной из сравниваемых величин включить фазосдвигающую це-

почку. Так, например, при использовании ФУИС (90°) этот сдвиг в канале A_j должен быть равен $\varphi_{0j} = \Theta_0 - 90^\circ$.

Фазовые указатели нулевого и 180° -го сдвига могут иметь двухканальную и одноканальную структуру. При двухканальной структуре преобразование „ L_j “ обычно отсутствует; векторное преобразование пропорциональное; в качестве фазового преобразователя „ L_i “ служат различные типы фазовых детекторов: триггерные, с дифференцированием, с использованием пилообразного напряжения [4, 25]. Для расширения ра-

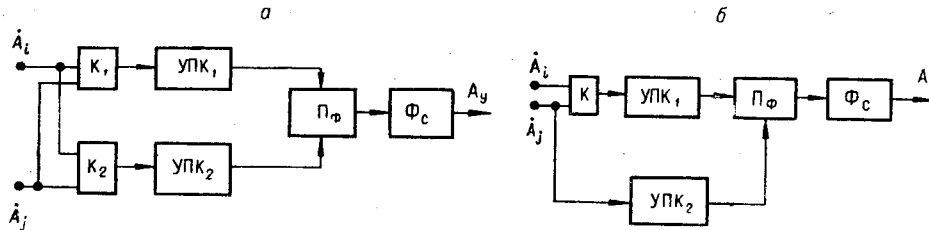


Рис. 3.

бочего диапазона частот векторный преобразователь может осуществлять операцию преобразования частоты, при этом гетеродинное напряжение получают либо от генератора гетеродинной частоты, управляемого синхронно с рабочим генератором [4], либо дополнительным преобразованием рабочей частоты с помощью напряжения низкой частоты [26]. Недостатком таких схем является зависимость точности указания от неидентичности фазовых характеристик усилительно-преобразовательных каналов. Для исключения этой зависимости применяют метод противопоставления [27, 28] (рис. 3, а), при котором с помощью коммутаторов K_1 и K_2 входные величины A_i и A_j подаются на фазовый преобразователь Π_Φ в один такт коммутации соответственно через усилительно-преобразовательные каналы $УПК_1$ и $УПК_2$, а в другой — через $УПК_2$ и $УПК_1$. С выхода Π_Φ скалярные величины $A_{i\Phi}$ и $A_{j\Phi}$ подаются на скалярный преобразователь Φ_c , который в зависимости от типа Π_Φ выполняет с ними операции вычитания, суммирования, возведения в квадрат и взятия тригонометрических функций. Так, для фазовых преобразователей (например, триггерных) можно записать:

$$A_{i\Phi} = (\Theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) K_\Phi + \Delta_{\text{адд}}; \quad A_{j\Phi} = (-\Theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) K_\Phi + \Delta_{\text{адд}},$$

где $\Delta\varphi_{12}$ — разность фазовых сдвигов в каналах $УПК_1$ и $УПК_2$; K_Φ — коэффициент преобразования Π_Φ ; $\Delta_{\text{адд}}$ — аддитивная погрешность преобразователя Π_Φ (например, дрейф «нуля»), изменение которой за два такта коммутации пренебрежимо мало. Если теперь вычтем из $A_{i\Phi}$ величину $A_{j\Phi}$, что и обеспечивается преобразователем Φ_c , то получим

$$A_y = 2\Theta_{ij} K_\Phi K_c,$$

где K_c — коэффициент преобразования Φ_c . Как видим, здесь нестабильность K_Φ и $\Delta_{\text{адд}}$ не влияют на точность указания. В преобразователе Φ_c , как и в случае модульных УИС, можно использовать принцип выделения огибающей или приращения скалярной величины на его входе. Иногда указатель получается более простым, если для выполнения фазового и части скалярного преобразований используются множительные или суммирующие устройства [28]. Так, например, при использовании множительного устройства для величин $A_{i\Phi}$ и $A_{j\Phi}$ (постоян-

ных составляющих в каждый такт коммутации) можно записать:

$$A_{i\phi} = K_1 K_2 A_{im} A_{jm} \cos(\theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) + \Delta_{\text{алл}};$$

$$A_{j\phi} = K_1 K_2 A_{im} A_{jm} \cos(-\theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) + \Delta_{\text{алл}},$$

где A_{im} и A_{jm} — амплитуды величин A_i и A_j . При вычитании этих величин получим

$$A_y + 2K_1 K_2 A_{im} A_{jm} \sin \Delta\varphi_{12} \sin \theta_{ij},$$

т. е. такое устройство позволяет указывать фазовый режим $\theta_{ij} = 0$. Фазовая неидентичность $\Delta\varphi_{12}$ каналов УПК₁ и УПК₂ при этом влияет только на чувствительность указателя, которая максимальна при $\Delta\varphi_{12} = 90^\circ$. При сложении $A_{i\phi}$ и $A_{j\phi}$ указатель с множительным P_ϕ позволяет отмечать режим $\theta_{ij} = 90^\circ$ [28], однако аддитивная погрешность множительного устройства в этом случае влияет на точность указания. Исключить влияние неидентичности характеристик усилительно-преобразовательных каналов можно также и путем использования метода одновременного сравнения [10, 29] (см. рис. 3, б). Сравнимые величины A_i и A_j в таком указателе поступают поочередно на сигнальный вход фазового преобразователя через один и тот же канал УПК₁. На опорный вход P_ϕ поступает по каналу УПК₂ величина A_j . На выходе фазового преобразователя поочередно появляются скалярные величины:

$$A_{i\phi} = (\theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) K_\phi + \Delta_{\text{алл}}; \quad A_{j\phi} = \Delta\varphi_{12} K_\phi + \Delta_{\text{алл}}.$$

Если скалярный преобразователь выполняет операцию вычитания, то на выходе ФУИС имеем

$$A_y = \theta_{ij} K_\phi K_e.$$

Следует отметить, что последняя справедлива только для P_ϕ , чувствующих знак сдвига фаз. При использовании же, например, нулевого фазового детектора с запирающим [6] в точке $|\Delta\varphi_{12}| = |\theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}|$ возникает ложный нуль. Аналогичное явление наблюдается и при использовании в качестве P_ϕ ключевых квадратурных детекторов [6] (имеется в виду, что входные величины ограничиваются). Для исключения неоднозначности указания желательно выбирать $\Delta\varphi_{12} = 90^\circ$. Известна схема ФУИС (0°), в которой опорное напряжение вообще отсутствует [6]. Информацию об измерительном состоянии получают путем частотного детектирования фазомодулированного сигнала, получаемого периодическим подключением к входу ФУИС сравниваемых сигналов.

Известные указатели ФУИС (90°) с пропорциональным векторным преобразованием имеют двухканальную структуру. Преобразование "L" в таких устройствах осуществляется ключевыми фазочувствительными детекторами [4] и множительными устройствами [28]. Если сравниваемые величины не ограничиваются, то выходная скалярная величина преобразователя P_ϕ равна

$$A_y = A_{i\phi} = f(A_i, A_j) \cos(\theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) + \Delta_{\text{алл}},$$

откуда видно, что точность указания 90° зависит от неидентичности фазовых характеристик усилительно-преобразовательных каналов $\Delta\varphi_{12}$ и от дрейфа «нуля» $\Delta_{\text{алл}}$ преобразователя P_ϕ . Для исключения первого источника погрешностей в указателях с множительными устройствами, как уже указывалось, используется метод противопоставления в сочетании со скалярным преобразователем, выполняющим операцию суммирования [28]. Влияние дрейфа «нуля» детектора на точность указания

исключается применением метода инвертирования [28], для чего одно из напряжений периодически поворачивают по фазе на 180° . На выходе Π_Φ при этом имеем:

$$A_{i\Phi} = f(A_i, A_j) \cos(\Theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) + \Delta_{\text{алл}};$$

$$A_{j\Phi} = -f(A_i, A_j) \cos(\Theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}) + \Delta_{\text{алл}}.$$

Вычитая эти величины в Φ_c , получим

$$A_y = 2f(A_i, A_j) K_c \cos(\Theta_{ij} + \Delta\varphi_{12}).$$

Дополнительным недостатком указателей без ограничения сравниваемых величин является зависимость чувствительности от модуля хотя бы одной из сравниваемых величин. Лучшие результаты в этом отношении позволяют получить ключевые квадратурные детекторы, входные величины которых ограничиваются, а выходная скалярная величина равна

$$A_y = (\Theta_{ij} - 90^\circ) K_\Phi + \Delta_{\text{алл}}.$$

Указатели ФУИС (90°) строятся также и с суммо-разностным векторным преобразованием. Измерительное состояние в этом случае определяется по равенству модулей преобразованных величин:

$$A_{i_v} = A_j (\omega_{ij} - 1); \quad A_{j_v} = A_j (\omega_{ij} + 1); \quad \frac{|\omega_{ij} - 1|}{|\omega_{ij} + 1|} = 1.$$

Суммо-разностное преобразование может выполняться как одновременно (так называемые вектормерные фазочувствительные детекторы [4]), так и разновременно [30, 31]. В обоих случаях после векторного преобразователя следует обычный модульный указатель, который может быть построен по любой из рассмотренных ранее схем.

КОМПОНЕНТНЫЕ УКАЗАТЕЛИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СОСТОЯНИЙ

Указатели, позволяющие отмечать синфазно-компонентный

$$\operatorname{Re} \omega_{ij} = \frac{\operatorname{Re}(\dot{A}_i) \dot{A}_j}{A_j} = \frac{A_i \cos \Theta_{ij}}{A_j} = u_0$$

и квадратурно-компонентный

$$\operatorname{Im} \omega_{ij} = \frac{\operatorname{Im}(\dot{A}_i) \dot{A}_j}{A_j} = \frac{A_i \sin \Theta_{ij}}{A_j} = v_0$$

режимы, развиты в настоящее время менее всего, хотя самих цепей уравновешивания предложено очень много [32]. Заметим сразу, что компонентные указатели по терминологии Л. Я. Мизюка [4] являются, по сути дела, компонентными преобразователями и позволяют отмечать только нулевые компонентные режимы ($u_0 = v_0 = 0$). Поскольку при $A_i \neq 0$ нулевой синфазно-компонентный режим $A_i \cos \Theta_{ij} = 0$ совпадает с фазовым режимом $\Theta_{ij} = 90^\circ$, а нулевой квадратурно-компонентный $A_i \sin \Theta_{ij} = 0$ — с фазовым режимом $\Theta_{ij} = 0^\circ, 180^\circ$, то вопрос о том, куда относить устройства, позволяющие указывать перечисленные режимы, является спорным. Единственным критерием разделения таких указателей является характер приведенной чувствительности устройства уравновешивания в целом.

Самым простым решением КУИС является такое, при котором уравнение измерительного состояния реализуется в виде

$$A_y = L_{i(j)} (\dot{A}_i) - L_j (\dot{A}_j) L_0 = 0.$$

Например, для синфазно-компонентного режима имеем

$$A_y = A_i \cos \theta_{ij} - A_j u_0 = \operatorname{Re} (\dot{A}_i)_{\dot{A}_j} - A_j u_0 = 0,$$

что легко обеспечивается в УИС с двухканальной структурой, с пропорциональным векторным и скалярным преобразованиями, с компонентным преобразователем „ L_i “ и модульным преобразователем „ L_j “. Поскольку

$$\operatorname{Re} (\dot{A}_i)_{\dot{A}_j} - u_0 A_j = \operatorname{Re} (\dot{A}_i - u_0 \dot{A}_j)_{\dot{A}_j}$$

и

$$\operatorname{Im} (\dot{A}_i)_{\dot{A}_j} - v_0 A_j = \operatorname{Im} (\dot{A}_i - v_0 \dot{A}_j e^{j90^\circ}),$$

то очевидна возможность построения КУИС с одновременным сравнением и КУИС с разностным векторным преобразованием. В первом случае блок-схема синфазно-компонентного указателя полностью совпадает со схемой одного из каналов векторного указателя разновременного сравнения, описанного Л. Я. Мизюком [4], если в качестве опорного напряжения для фазочувствительного детектора ФЧД использовать напряжение \dot{U}_j . Квадратурно-компонентный указатель получается путем замены синфазно-компонентного преобразователя квадратурно-компонентным и введения дополнительного коммутатора, с помощью которого на опорный вход фазочувствительного детектора напряжение \dot{U}_j подается в один такт коммутации прямо, а в другой — через цепочку, сдвигающую фазу на 90° . Управляются ключи таким образом, чтобы на ФЧД одновременно подавались либо напряжения \dot{U}_i и \dot{U}_j , либо \dot{U}_j и $j\dot{U}_j$. Нестабильность модуля коэффициентов передачи усилительно-преобразовательного тракта и компонентного преобразователя и дрейф нуля последнего на точность указания в таких устройствах не влияют. Неидентичность же фазовых характеристик сигнального и опорного трактов вносит погрешность в указание, зависящую от величины второй, несравнимой компоненты напряжения \dot{U}_i . Лучшие результаты можно получить при использовании операции вычитания на самом входе КУИС (рис. 4) и указании компонентного измерительного состояния по фазовому 90° (или нулевому синфазно-компонентному) режиму для преобразованных величин, равных в синфазно-компонентном указателе

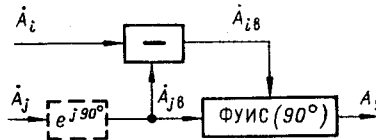


Рис. 4.

$$\dot{A}_{iв} = \dot{A}_i - \dot{A}_j; \quad \dot{A}_{jв} = \dot{A}_j,$$

а в квадратурно-компонентном указателе $\dot{A}_{iв} = \dot{A}_i - j \dot{A}_j$; $\dot{A}_{jв} = j \dot{A}_j$. Фазовый указатель $\theta_{ij} = 90^\circ$ может быть построен по любой из рассмотренных выше схем, в том числе и по схеме с суммо-разностным векторным преобразованием. Таким образом, компонентные указатели в принципе могут иметь точность, сравнимую с точностью лучших модульных и фазовых УИС.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамбергер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1961.
2. К. М. Соболевский. Обобщенный анализ и элементы синтеза электроизмерительных цепей уравнивания.— Проблемы электрометрии. Новосибирск, «Наука», 1967.
3. К. Б. Карандеев, Л. Я. Мизюк. Классификация и свойства электронных указателей переменного тока.— Научн. зап. ИМА АН УССР. Вопросы автоматики и измерительной техники, вып. 3. Львов, 1965.
4. Л. Я. Мизюк. Електронні покажчики змінної напруги. Київ, Держтехвидав УРСР, 1960.
5. К. М. Соболевский. Обобщенный метод анализа чувствительности электроизмерительных цепей уравнивания.— Автометрия, 1965, № 6.
6. Ф. Б. Гриневич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1964.
7. Л. Я. Мизюк. Электронные фазочувствительные дифференциальные указатели переменного тока.— Научн. зап. ИМА АН УССР, т. V. Вопросы автоматики и измерительной техники, вып. 4. Львов, 1955.
8. Ю. А. Скрипник. Способы построения высокостабильных фазочувствительных дифференциальных индикаторов.— Приборостроение, 1961, № 10.
9. М. Р. Бальсон. Способы исключения взаимовлияния амплитудных и фазовых измерений в комплексных измерительных схемах. Бюлл. техн. инф. по геофизическому приборостроению, Мин-во геологии и охраны недр СССР, июль, 1958.
10. Л. Я. Мизюк. Амплитудно-фазовый указатель с поочередным воздействием сравниваемых напряжений.— Измерительная техника, 1960, № 9.
11. Ф. Б. Гриневич, А. И. Новик. Коммутационный дифференциальный указатель с диодным переключателем.— Электрические методы автоматического контроля. Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 5. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
12. Ю. А. Скрипник. Влияние переходных процессов на точность одноканального дифференциального указателя.— Автометрия, 1966, № 3.
13. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник. Влияние формы кривой на выбор частотной избирательности модуляционного индикатора 90-градусного сдвига фаз.— ИВУЗ, Приборостроение, 1962, № 2.
14. Ю. А. Скрипник, В. И. Скрипник. Влияние асимметрии коммутирующего напряжения на точность модуляционного индикатора квадратуры двух напряжений.— Автоматический контроль и методы электрических измерений. Труды V конференции, т. I. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1965.
15. В. И. Скрипник, Ю. А. Скрипник. Влияние фазовой модуляции на точность модуляционного индикатора 90°-го сдвига фаз.— Измерительная техника, 1964, № 3.
16. Ф. Б. Гриневич. Способ выделения огибающей модулированного сигнала. Авторское свидетельство № 198451.— ИПОТЗ, 1967, № 4.
17. М. А. Ахметьев. Способы построения и схемы аналоговых экстремально-модуляционных автоматических мостов.— Автореферат канд. дисс. Новосибирск, 1968.
18. Ф. Б. Гриневич, В. П. Шульц. Устройство для сравнения синусоидальных напряжений одинаковой частоты. Авторское свидетельство № 146401.— Бюллетень изобретений, 1962, № 8.
19. Ф. Б. Гриневич, А. В. Чеботарев, А. П. Новик. Элементы и схемы цифровых экстремальных мостов переменного тока. Фрунзе, Изд-во АН КиргССР, 1963.
20. С. Д. Амромин. Модуляционный индикатор для сравнения двух переменных напряжений, по амплитуде и фазе.— ПНТПО, № 18—66—1570/123. М., ГОСИНТИ, 1966.
21. К. М. Соболевский, В. Н. Сумительнов. Быстродействующий модульный указатель измерительных состояний.— Автоматический контроль и методы электрических измерений. Тезисы докладов IX Всесоюзной конференции. Новосибирск, 1968.
22. Ф. Б. Гриневич, В. П. Шульц. Некоторые схемы быстродействующих устройств для сравнения амплитуд двух синусоидальных напряжений.— Автоматический контроль и методы электрических измерений. Труды II конференции. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
23. М. Г. Маркатун. Автоматические цифровые компенсационные устройства переменного тока с экстремальным уравниванием. Автореферат канд. дисс. Баку, 1967.
24. В. С. Воюцкий. Новый метод измерения весьма малых переменных электрических величин.— Радиотехника и электроника, 1958, т. III, № 2.
25. И. М. Вишенчук, А. Ф. Котюк, Л. Я. Мизюк. Электромеханические и электронные фазометры. М., Госэнергоиздат, 1962.
26. А. М. Бонч-Бруевич, В. И. Широков. Некоторые вопросы фазовых измерений.— Ж. техн. физ., 1955, т. XXV, вып. 10.

27. В. И. Скрипник, Ю. А. Скрипник. Прибор для отдельной индикации противофазности и равенства амплитуд двух синусоидальных напряжений.— Механизация и автоматизация управления. № 3 Научно-произв сб Киев 1966
Измерительная техника, 1966, № 3.
32. В. А. Красиленко. Исследование методики синтеза структур квазиуравновешенных электроизмерительных цепей. Автореферат канд. дисс. Новосибирск, 1967.

*Поступила в редакцию
31 июля 1968 г.*
