АКАДЕМИЯ НАУК СССР
СИБИРСКОЕ ОТДЕЛЕНИЕ
АВТОМЕТРИЯ
№ 4 1967

УДК 621.317.7.083.5+621.317.733.025

А. А. ДЕСОВА, В. Ю. КНЕЛЛЕР
(Москва)

ОБ ОДНОМ АЛГОРИТМЕ КООРДИНИРОВАННОГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ ДЛЯ ЦИФРОВЫХ ПРИБОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

КООРДИНИРОВАННОЕ УРАВНОВЕШИВАНИЕ

Высокоточные цифровые автоматические приборы для измерения составляющих комплексных величин переменного тока обычно строят на основе нулевых измерительных цепей, уравновешиваемых двумя параметрами [1, 2]. Для того, чтобы сохранить метрологические достоинства этих цепей для формирования сигналов, указывающих направления необходимых регулировок, приходится использовать лишь сигнал неравновесия нулевой цепи. При этом каждый из сформированных сигналов (U_1 и U_2), как правило, в той или иной степени зависит от отклонения обоих регулируемых параметров (p и q) от состояния равновесия цепи, т. е.

$$U_1=f_1(\Delta p, \Delta q); \tag{1}$$

$$U_2=f_2(\Delta p, \Delta q). \tag{2}$$

Такая зависимость особенно явно выражается в случае, когда сигналы управления формируются с помощью фазочувствительных нуль-индикаторов (ФЧИ). Применительно к этому случаю и будем вести изложение.

Располагая сигналами (1) и (2), можно по-разному организовать процесс уравновешивания. Можно одновременно по знаку U_1 регулировать один параметр, например p, а по знаку U_2 — другой (q). Такое уравновешивание называют одновременным. Поскольку знаки U_1 и U_2 зависят как от Δp, так и от Δq, то в процессе одновременного уравновешивания значения Δp и Δq могут временно увеличиваться. Поэтому регулирующие органы должны быть реверсивными, т. е. должны обеспечивать возможность как увеличения, так и уменьшения регулируемых параметров в любой момент уравновешивания. Другими словами, одновременное уравновешивание должно быть следящим. Основные трудности при проектировании цифровых приборов со следящим уравновешиванием связаны с необходимостью стабилизировать цифровое показание и ликвидировать автоколебания, возникающие даже при динамической развязке контура уравновешивания. Эти трудности увеличиваются при большом изменении чувствительности в пределах диапазона измерения и еще более возрастают при сильной и нестабильной взаимосвязи контуров уравновешивания, характерной, например, для мостов с ФЧИ.

При сигналах (1) и (2) можно осуществить поочередное уравновешивание. Многократные поочередные регулировки одним параметром при неизменном другом можно осуществить как по методу следящего уравновешивания, так и по методу взвешивания. Число последовательных регулировок, необходимых для достижения состояния равновесия, зависит от изменения фазы сигнала неравновесия в пределах диапазона измерения, от величины изменения фазовых сдвигов в контурах уравновешивания и сдвигов опорных напряжений ФЧИ и может быть достаточно большим при больших значениях перечисленных изменений.

Возможен и третий способ уравновешивания двумя регулирующими органами [3—5], который будем называть координированным уравновешиванием. Его суть заключается в том, что регулировки двух параметров координируются таким образом, чтобы изменения регулируемых параметров (хотя бы одного из них) происходили лишь в моменты, когда знаки относящихся к ним сигналов управления соответствуют знакам отклонения этих параметров от состояния равновесия*. Этот способ открывает ряд интересных возможностей для построения цифровых приборов переменного тока. В частности, появляется возможность, использовав нереверсивные дискретные регулирующие органы, переключаемые по методу взвешивания, построить приборы, в которых принципиально невозможны автоколебания и в то же время процесс уравновешивания заканчивается за небольшое число тактов, постоянное, несмотря на изменение фазовых соотношений в широких пределах.

Каждый из предложенных алгоритмов координированного уравновешивания обладает своими достоинствами и ограничениями и наилучшим образом реализуется в приборах определенного класса. Здесь мы проанализируем один из этих алгоритмов [3].

АЛГОРИТМ УРАВНОВЕШИВАНИЯ И ЕГО РЕАЛИЗАЦИЯ

Пусть для конкретности изложения параметр p регулируется по знаку сигнала U_1, а параметр q — по знаку U_2. В соответствии с предлагаемым алгоритмом после каждого очередного изменения на один шаг одного из регулируемых параметров (например, p) производится регулировка второго параметра (например, q) до тех пор, пока относящийся к нему сигнал U_2 не станет равным некоторой величине $U_{2\,\min}$, и лишь после этого в зависимости от знака сигнала U_1, относящегося к первому параметру p, принимается решение о сохранении произведенного изменения параметра p до конца цикла или о возврате его к прежнему значению. После этого производится следующее изменение параметра p на величину, соответствующую выбранному коду, и процесс повторяется снова и т. д. Если после очередного изменения параметра p, величина отклонения Δp будет равна $\Delta p = \Delta p_i$, то после ре-

* Вводимое понятие координированного уравновешивания относится не только к случаю, когда сигналы управления сформированы с помощью ФЧИ, а ко всем случаям, когда уравновешивание ведется по двум сигналам управления, зависящим от обоих регулируемых параметров.

гулировки q до получения $U_2 = U_{2\,\min}$ значение Δq_i в соотвествии с (2) становится функцией Δp_i:

$$\Delta q_i = \psi(\Delta p_i), \tag{3}$$

и, следовательно,

$$U_1 = f_1[\Delta p_i, \psi(\Delta p_i)] = F(\Delta p_i). \tag{4}$$

Если F — нечетная функция Δp, обращающаяся в нуль лишь при $\Delta p = 0$, то по знаку U_1 можно однозначно судить о знаке отклонения Δp от состояния равновесия.

При рассмотренном алгоритме одна из систем уравновешивания, осуществляющая регулировку параметра q, как бы играет вспомогательную роль, обеспечивая «хорошие» условия для работы другой системы, регулирующей параметр p. В дальнейшем для краткости будем условно называть первую из упомянутых выше систем (q) быстрой, а вторую (p) —медленной. Каждая из систем уравновешивания может быть реверсивной или нереверсивной (однонаправленной), т. е. может работать по методу следящего уравновешивания или по методу взвешивания.

В настоящее время наиболее перспективным представляется выполнение медленной системы уравновешивания в виде нереверсивной системы переключения образцовых элементов или витков индуктивно связанных обмоток трансформаторов, набранных по поразрядному экономичному коду, а быстрой системы — в виде аналоговой следящей системы с малоинерционным регулирующим органом. Прибор, построенный таким образом, удобен, например, для точного цифрового измерения одной составляющей комплексного сопротивления при изменении его обеих составляющих, т. е. для решения задачи, весьма часто встречаемой при производственном контроле. В этом случае малоинерционный регулирующий орган служит лишь для вспомогательного уравновешивания по второму параметру и не используется для снятия отсчета, к его функции преобразования не предъявляют повышенных требований относительно стабильности, линейности и т. д. Поэтому в качестве таких органов могут быть использованы разнообразные простейшие элементы, активные или реактивные составляющие сопротивления которых изменяются при изменении управляющего тока или напряжения, например, полупроводниковые диоды, вариконды, варикапы, подогревные термосопротивления и т. п. При этом вспомогательная аналоговая система уравновешивания получается чрезвычайно простой и достаточно быстродействующей. Если переходные процессы в такой системе уравновешивания заканчиваются за 2—4 периода частоты питания (а это, как показал опыт, вполне реальная цифра), то полный цикл уравновешивания измерительной цепи будет заканчиваться за время $T = (2 \div 4)\tau n$, где τ — период частоты питания; n — количество образцовых элементов дискретного регулирующего органа. В качестве вспомогательного регулируемого параметра можно также использовать частоту питания. Но наибольший интерес представляет возможность построения на основе таких приборов с дискретной и аналоговыми системами уравновешивания, работающими по рассматриваемому алгоритму, приборов для поочередного цифрового измерения обеих составляющих комплексного сопротивления. В таких приборах, как предложено в [6], после измерения одной составляющей в измерительной цепи производится переключение, в результате которого формируется новая измерительная цепь, содержащая прежние регулирующие органы и позволяющая измерить вторую составляющую. Обе системы автоматического уравновешивания и отсчетное устройство остаются прежними и работают так же, как и при измерении первой составляющей. Таким образом, на основе рассматриваемого алгоритма можно успешно решить еще одну важную задачу — построить быстродействующие цифровые приборы для измерения обеих составляющих комплексного сопротивления, по сложности приближающиеся к обычным приборам постоянного тока и использующие все основные узлы последних.

СХОДИМОСТЬ ПРОЦЕССА УРАВНОВЕШИВАНИЯ

Сходимость процесса уравновешивания по рассматриваемому алгоритму определяется видом зависимости между сигналом медленной системы U_1 и соответствующим отклонением Δp после отработки быстрой системы, т. е. функцией (F). Если при любых p и q в пределах диапазона измерения функция $F(\Delta p)$ такова, что $\operatorname{sign} U_1 = \operatorname{sign} F = \operatorname{sign} \Delta p$, то при переключении образцовых элементов медленной системы по методу взвешивания после перебора всех образцовых элементов измерительная цепь будет уравновешена по параметру p с точностью до значения наименьшего образцового элемента. Вид функции F определяется видом функций f_1 и f_2. При заданной измерительной цепи и ее параметрах единственными величинами, изменяя которые, можно изменять f_1 и f_2, являются фазы η и ζ опорных напряжений ФЧИ.

Проанализируем, как необходимо выбирать величины η и ζ для обеспечения сходимости и каковы допустимые колебания этих величин (или эквивалентные им колебания фазовых сдвигов в усилителе и в самой измерительной цепи). Методика такого анализа, так же как и последующего анализа погрешностей, не зависит от типа измерительной цепи и выбора регулирующих органов, но получаемые при этом формулы справедливы лишь для рассмотренного случая. Для того, чтобы этот случай был более широким, анализ ведется на примере целого класса мостовых цепей, составленных из трехэлементных цепочек с использованием обобщенных параметров α, β, γ таких цепочек* [7]. Напряжение на измерительной диагонали мостовой цепи, образованной из двух трехэлементных цепочек, описывается выражением

$$\Delta \dot{U} = \left[\frac{(\alpha_1 \beta_2 - \alpha_2 \beta_1) + j(\alpha_1 \gamma_2 - \alpha_2 \gamma_1)}{(\alpha_1 + \beta_1 \pm j\gamma_1)(\alpha_2 + \beta_2 \pm j\gamma_2)}\right] \dot{U}_n. \tag{5}$$

Рассмотрим условия сходимости при разнородных регулируемых параметрах $\beta_2 = \text{var}$ и $\gamma_2 = \text{var}$ (регулируемые элементы включены в одно плечо мостовой цепи).

Уравнение (5) в данном случае будет иметь вид

$$\Delta \dot{U} = \frac{\delta \beta_2 + j \frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}} \delta \gamma_2}{(\alpha_1 + \beta_1 \pm j\gamma_1)(\alpha_2 + \beta_2 \pm j\gamma_2)} \alpha_1 \beta_{20} \dot{U}_n, \tag{6}$$

---

* α — сопротивление некомплексного плеча; β — составляющая сопротивления комплексного плеча, имеющая одинаковый характер с α; γ — составляющая сопротивления комплексного плеча, отличающаяся по характеру от α; обобщенные параметры с индексом 1 относятся к верхней ветви моста, а с индексом 2 — к нижней.

где $\delta\beta_2$ и $\delta\gamma_2$ — относительные изменения регулируемых параметров β_2 и γ_2; $\delta\beta_2 = \frac{\beta_2 - \beta_{20}}{\beta_{20}}$; $\delta\gamma_2 = \frac{\gamma_2 - \gamma_{20}}{\gamma_{20}}$;

β_{20} и γ_{20} — значения регулируемых параметров в точках равновесия.

Из этого напряжения (после его усиления) с помощью двух квадратурных ФЧИ формируются сигналы управления:

$$U_1 = k_1 \left[\delta\beta_2 \cos\psi + \frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}} \delta\gamma_2 \sin\psi\right]; \tag{7}$$

$$U_2 = k_2 \left[\frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}} \delta\gamma_2 \cos\theta - \delta\beta_2 \sin\theta\right], \tag{8}$$

где

$$k_1 = \frac{\dot{U}_n \alpha_1 \beta_{20} k_у k_{д1}}{\sqrt{\left[(\alpha_2 + \beta_1)^2 + \gamma_1^2\right]\left[(\alpha_2 + \beta_2)^2 + \gamma_2^2\right]}}; \tag{9}$$

$$k_2 = \frac{\dot{U}_n \alpha_1 \beta_{20} k_у k_{д2}}{\sqrt{\left[(\alpha_1 + \beta_1)^2 + \gamma_1^2\right]\left[(\alpha_2 + \beta_2)^2 + \gamma_2^2\right]}}; \tag{10}$$

$$\psi = \varphi_1 + \varphi_2 + \eta + \varphi_у; \tag{11}$$

$$\theta = \varphi_1 + \varphi_2 + \zeta + \varphi_у; \tag{12}$$

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{\gamma_1}{\alpha_1 + \beta_1}; \tag{13}$$

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg} \frac{\gamma_2}{\alpha_2 + \beta_2}; \tag{14}$$

η — фазовый угол опорного напряжения первого ФЧИ относительно $\dot{U}_n$;

ζ — фазовый угол опорного напряжения второго ФЧИ относительно вектора, сдвинутого на 90° по отношению к $\dot{U}_n$;

$\varphi_у$ — фазовый сдвиг усилителя;

$k_у$ — коэффициент усиления усилителя;

$k_{д1}$, $k_{д2}$ — коэффициенты усиления ФЧИ.

Из уравнений (7) и (8) можно получить условия сходимости и определить допустимый запас колебаний фаз θ и ψ. Предположим, что в качестве быстрой системы выбрана система, регулирующая параметр по сигналу U_2. Тогда в случае, когда после отработки быстрой системы относящийся к ней сигнал U_2 становится равным нулю, величина отклонения параметра быстрой системы γ_2 от состояния равновесия определится формулой

$$\delta\gamma_2 = \delta\beta_2 \frac{\beta_{20}}{\gamma_{20}} \frac{\sin\theta}{\cos\theta}\,*. \tag{15}$$

* Можно показать, что условия сходимости, получаемые при предположении, что сигнал быстрой системы отрабатывается до нуля, справедливы и с учетом ограниченного диапазона изменения параметра, регулируемого быстрой системой.

Следовательно, управляющий сигнал медленной системы будет иметь вид

$$U_1 = k_1 \frac{\cos(\theta - \psi)}{\cos\theta} \delta\beta_2. \qquad (16)$$

Для того чтобы во всем диапазоне измерения обеспечивалось условие

$$\operatorname{sign} U_1 = \operatorname{sign} \delta\beta_2, \qquad (17)$$

необходимо и достаточно, чтобы в этом диапазоне

$$\operatorname{sign} \frac{\cos(\theta - \psi)}{\cos\theta} = \text{const}. \qquad (18)$$

Это и есть необходимое и достаточное условие сходимости процесса уравновешивания по предлагаемому алгоритму. Оно выполняется при

$$-90^\circ < \theta - \psi < 90^\circ; \qquad (19)$$

$$-90^\circ < \theta < 90^\circ. \qquad (20)$$

Аналогичное условие сходимости получается и для случая, когда быстрой является система, регулирующая параметр β_2 по сигналу U_1, а также для случая уравновешивания однородными параметрами β_2 и α_1, если только параметр β_2 регулируется быстрой системой, а параметр α_1 — медленной. Если же, наоборот, быстрая система регулирует параметр α_1 по сигналу U_2, а медленная — параметр β_2 по сигналу U_1, то вместо (20) имеет место следующее условие:

$$|\psi| < \left| \operatorname{arctg} \frac{\gamma_2}{\beta_{20}(1 + \delta\beta_2)} \right|. \qquad (21)$$

Практически $\frac{\gamma_2}{\beta_{20}(1 + \delta\beta_2)} < \infty$ и, следовательно, $|\psi| < 90^\circ$, т. е. это условие сходимости является более жестким, чем (20).

Основные фазовые нестабильности в системе вызываются колебаниями фазового сдвига в усилителе $\varphi_у$ при широком диапазоне изменения сигнала на его входе и изменением углов φ_1 и φ_2 в пределах диапазона измерения. Колебания ζ и η, вызываемые неточностью установки фаз опорных напряжений, а также колебаниями частоты и температуры, обычно невелики. Соотношения (20) и (21) удовлетворить труднее, чем (19). Из выражений (20) и (21) с учетом (11) и (12) для каждого рассматриваемого случая может быть определен допустимый диапазон изменения фазовых углов усилителя и опорных напряжений ФЧИ:

$$|\Delta(\xi + \varphi_у)| < 2|\varkappa| - |\Delta(\varphi_1 + \varphi_2)_{max}|, \qquad (22)$$

где $|\varkappa| = 90^\circ$ — для случаев, при которых справедливо условие сходимости (20); $|\varkappa| = \operatorname{arctg} \frac{\gamma_2}{\beta_{20}(1 + \delta\beta_2)}$ — для случая, при котором справедливо условие сходимости (21); $\Delta(\varphi_1 + \varphi_2)_{max}$ — максимальное суммарное изменение фазовых углов мостовой цепи при условии отработки сигнала быстрой системы до нуля.

Значение суммарного изменения фазовых углов $\Delta(\varphi_1 + \varphi_2)$ в процессе уравновешивания зависит от выбора быстрой и медленной систем уравновешивания, поскольку, как видно из (13) и (14), фазовые углы

φ_1 и φ_2 в разной степени зависят от уравновешивающих параметров. Это необходимо учитывать при оценке допустимого диапазона изменения фазовых сдвигов в системе.

Обратим внимание на то, что при предлагаемом алгоритме уравновешивания требования к стабильности фазовых соотношений в системе менее жесткие, чем при поочередном уравновешивании. Условие сходимости процесса поочередного уравновешивания параметрами γ_1 и β_2 имеет вид

$$\operatorname{tg}\psi \operatorname{tg}\theta < 1. \tag{23}$$

Следовательно, при $\psi=\theta$ допустимые колебания ψ ограничены условием $-45° < \psi < 45°$, т. е. условием, более жестким, чем условие сходимости (20) для аналогичного случая при координированном уравновешивании.

ПОГРЕШНОСТИ УРАВНОВЕШИВАНИЯ ПРИ РАССМАТРИВАЕМОМ АЛГОРИТМЕ

Выше было рассмотрено условие сходимости процесса уравновешивания при отработке сигнала быстрой системы до нуля или до минимально возможной величины, определяемой пределами уравновешивающего органа. Однако практически управляющий сигнал системы в лучшем случае может отрабатываться с точностью, определяемой либо дискретностью уравновешивающего органа в случае выполнения быстрой системы в виде дискретной системы, либо статизмом контура уравновешивания в случае выполнения быстрой системы в виде статической аналоговой системы.

Рассмотрим погрешности уравновешивания при данном алгоритме, обусловленные неточной отработкой сигнала управления быстрой системы при регулировании параметров γ_2 и β_2.

А. Быстрая система выполнена в виде дискретной системы. Как и ранее, предположим, что в качестве быстрой системы выбрана система, регулирующая параметр γ_2. Тогда величина отклонения этого параметра от состояния равновесия после отработки сигнала управления быстрой системы определится выражением

$$\delta\gamma_2 = \delta\beta_2 \frac{\beta_{20}}{\gamma_{20}} \frac{\sin\theta}{\cos\theta} \pm \delta\gamma_{2\text{д}}, \tag{24}$$

где $\delta\gamma_{2\text{д}}$ — относительная дискретность параметра быстрой системы.

Сигнал управления медленной системы может быть представлен в виде

$$U_1 = k_1\left[\delta\beta_2 \frac{\cos(\theta-\psi)}{\cos\theta} \pm \frac{\delta\gamma_{2\text{д}}\gamma_{20}\sin\psi}{\beta_{20}}\right]. \tag{25}$$

Очевидно, что нарушение полученного выше условия сходимости, заключающегося в соответствии знака сигнала U_1 знаку отклонения $\delta\beta_2$, будет иметь место при наличии двух условий:

$$\operatorname{sign}\left|\frac{\delta\gamma_{2\text{д}}\gamma_{20}\sin\psi}{\beta_{20}}\right| \neq \operatorname{sign}\delta\beta_2; \tag{26}$$

$$\left|\frac{\delta\gamma_{2\text{д}}\gamma_{20}\sin\psi}{\beta_{20}}\right| > \left|\delta\beta_2 \frac{\cos(\theta-\psi)}{\cos\theta}\right|. \tag{27}$$

В этом случае будет иметь место погрешность медленной системы $\delta\beta_2$, величина которой определится выражением

$$\overline{\delta\beta_2} = \frac{\delta \gamma_{2д} \gamma_{20} \sin \psi \cos \theta}{\beta_{20} \cos (\theta - \psi)} \pm \delta \beta_{2д}, \tag{28}$$

где $\delta \beta_{2д}$ — относительная дискретность параметра медленной системы.

При $\theta = \psi$ это выражение будет иметь вид

$$\overline{\delta \beta_2} = \delta \gamma_{2д} \frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}} \sin \psi \cos \psi \pm \delta\beta_{2д}. \tag{29}$$

Таким образом, наличие дискретности быстрой системы приводит к погрешности медленной системы, которая определяется величиной дискретности быстрой системы, коэффициентом $\frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}}$, характеризующим отношение измеряемых параметров, и величинами углов ψ и θ, которые, в свою очередь, определяются фазовыми углами мостовой цепи и фазами опорных напряжений η и ζ. Очевидно, что при $\psi = \varphi_1 + \varphi_2 + \eta + \varphi_{ус} = 0$ погрешность медленной системы равна нулю (без учета $\delta \beta_д$) при любом значении дискретности $\delta\gamma_{2д}$ и при любой фазе ζ быстрой системы. Это условие соответствует тому случаю, когда вектор опорного напряжения медленной системы перпендикулярен линии уравновешивания быстрой системы, и, следовательно, управляющий сигнал медленной системы зависит только от соответствующего ему параметра.

Из (28) видно, что влияние фазовых углов ψ и θ на погрешность медленной системы различно. В области небольших отклонений фазовых углов ψ и θ (от 0 до 45°) преобладает влияние на погрешность $\delta\beta_2$ фазы медленной системы. В области больших отклонений (от 45 до 90°) преобладает влияние фазы быстрой системы. Анализ (28) показывает, что для уменьшения зависимости погрешности от нестабильности фазовых углов целесообразно обеспечивать настройку фаз опорных напряжений таким образом, чтобы $\psi = \theta$. Максимальная погрешность при этом будет иметь место при $\psi = \theta = 45°$.

Погрешность быстрой системы $\overline{\delta\gamma_2}$ может быть определена на основании формулы (24). Так как рассматриваемый алгоритм предполагает в качестве последнего шага работу быстрой системы, то в (24) вместо значения $\delta\beta_2$ надо подставить значение погрешности медленной системы $\overline{\delta\beta_2}$.

Тогда

$$\overline{\delta \gamma_2} = \pm \delta \gamma_{2д} (1 - \cos^2 \theta) \mp \delta \beta_{2д} \frac{\beta_{20}}{\gamma_{20}} \operatorname{ctg} \theta. \tag{30}$$

Для уменьшения погрешностей обеих систем необходимо стремиться к минимальным отклонениям фазовых углов ψ и θ относительно оптимального значения $\psi = \theta = 0$.

Сравним погрешности измерения параметра медленной системы при координированном уравновешивании (29) с погрешностью измерения того же параметра при поочередном уравновешивании. Можно показать, что погрешность измерения параметра $\overline{\delta\beta_2}$ при поочередном уравновешивании определяется следующим выражением:

$$\overline{\delta\beta_2^{\text{пооч}}} = \frac{\delta\gamma_{2д}\frac{\gamma_{20}}{\beta_{20}}\operatorname{ctg}\psi}{1-\operatorname{ctg}^2\psi} \qquad (31)$$

(при $\theta=\psi$ и $\delta\beta_{2д}=0$).

Тогда отношение погрешностей при поочередном и координированном уравновешивании равно

$$\frac{\overline{\delta\beta_2^{\text{пооч}}}}{\overline{\delta\beta_2^{\text{коорд}}}} = \frac{1}{\sin^2\psi-\cos^2\psi}. \qquad (32)$$

Из (32) видно, что при $\psi=0$ $\overline{\delta\beta_2^{\text{пооч}}} = \overline{\delta\beta_2^{\text{коорд}}} = 0$, а при $\psi=45°$ $\delta\beta_2^{\text{пооч}}=\infty$. Для всех промежуточных значений ψ погрешность при поочередном уравновешивании несколько выше погрешности при координированном уравновешивании.

Б. Быстрая система выполнена в виде статической аналоговой системы. В этом случае между управляющим сигналом быстрой системы и величиной отклонения соответствующего параметра имеет место зависимость вида

$$\gamma_2-\gamma_2^0 = -k_{\text{ст}}U_2, \qquad (33)$$

где γ_2^0 — значение параметра быстрой системы при управляющем сигнале статической системы, равном нулю;

$k_{\text{ст}}$ — коэффициент усиления статического регулирующего органа.

Выполнив необходимые преобразования, получим следующее выражение для погрешности медленной системы:

$$\overline{\Delta\beta_2} = \frac{(\gamma_0-\gamma_2^0)\sin\psi}{\cos\psi+k_{\text{ст}}k_2'\cos(\theta-\psi)}, \qquad (34)$$

где $k_2' = \frac{k_2}{\beta_{20}}$.

При $\gamma_0=\gamma_2^0$ погрешность равна нулю и не зависит от статизма системы. При $\gamma_0\neq\gamma_2^0$ погрешность $\overline{\Delta\beta_2}$ может быть приведена к сколь угодно малой величине путем увеличения коэффициента усиления статической системы уравновешивания.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Помимо известных способов уравновешивания измерительных цепей двумя регулирующими органами по двум взаимосвязанным сигналам управления — способов одновременного и поочередного уравновешивания, возможен и третий способ, названный координированным уравновешиванием. Этот способ открывает ряд интересных возможностей при построении цифровых приборов переменного тока, в частности, позволяет осуществить уравновешивание при малых углах сходимости и наличии фазовых нестабильностей за относительно небольшое число тактов.

На основе предлагаемого и анализируемого здесь алгоритма координированного поразрядного уравновешивания наиболее целесообразно строить цифровые быстродействующие приборы для измерения одной или поочередно обеих составляющих комплексной величины с одним нереверсивным дискретным регулирующим органом, переключаемым по методу взвешивания, и другим вспомогательным аналоговым статическим регулирующим органом. По сложности такие приборы приближаются к обычным приборам постоянного тока.

Проведенный анализ сходимости и погрешностей уравновешивания показывает, что допустимые колебания фазовых соотношений в системе достаточно велики. В частности, они больше, чем в аналогичных системах при использовании поочередного уравновешивания.

Предлагаемая методика анализа сходимости и погрешностей уравновешивания и выбора основных настроек может быть использована при анализе других вариантов измерительных цепей, уравновешиваемых по данному алгоритму.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Б. Гринсвич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
2. Т. М. Алиев, А. Н. Мелик-Шахназаров, И. Л. Шайн. Автоматические компенсационные устройства переменного тока. Баку, Госиздат АзССР, 1965.
3. В. Ю. Кнеллер. Способ автоматического уравновешивания нулевых измерительных схем переменного тока. Авторское свидетельство № 168380.— Бюллетень изобретений, 1965, № 4.
4. В. Ю. Кнеллер, А. А. Десова, Ю. Р. Агамалов. Способ автоматического уравновешивания нулевых измерительных схем переменного тока. Авторское свидетельство № 169379.— Бюллетень изобретений, 1965, № 4.
5. В. Ю. Кнеллер, Ю. Р. Агамалов, А. А. Десова. Способ автоматического уравновешивания нулевых измерительных схем переменного тока. Авторское свидетельство № 175125.— Бюллетень изобретений, 1965, № 19.
6. В. Ю. Кнеллер, А. А. Десова. Цифровой автоматический мост для измерения комплексных сопротивлений. Авторское свидетельство № 173314.— Бюллетень изобретений, 1965, № 15.
7. А. Д. Нестеренко. Основы расчета электроизмерительных схем уравновешивания. Киев, Изд-во АН УССР, 1960.

Поступила в редакцию
29 июня 1966 г.,
окончательный вариант —
12 ноября 1966 г.