

Б. Н. ДУДКЕВИЧ, И. А. СОБОЛЕВА
(Новосибирск)

О ПРИМЕНЕНИИ РАЗВЕРТЫВАЮЩЕГО УРАВНОВЕШИВАНИЯ В МОСТАХ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Процесс измерения уравновешенными мостами переменного тока может занимать длительное время, и автоматизация его довольно сложна из-за специфики уравновешивания по двум параметрам. Автоматические мосты с квадратурным детектированием и модуляционные, в том числе экстремальные, имеют в общем случае связь между контурами уравновешивания. В известных мостах с отдельным уравновешиванием такая связь принципиально отсутствует, однако в них на точность уравновешивания оказывает влияние индикаторное устройство [1].

Ниже описан способ развертывающего уравновешивания мостов переменного тока, не имеющий указанных недостатков.

Пусть некоторая электроизмерительная цепь переменного тока уравновешивается параметрами p и q и обладает свойством отдельного отсчета. Заменим, например, q вспомогательным неградуированным параметром q_p такого же характера и будем непрерывно модулировать (развертывать) последний таким образом, чтобы изменения q_p перекрывали возможные значения q в данном диапазоне измерения и частота модуляции была много меньше частоты источника питания. При этом на выходе цепи получим напряжение, модулированное по амплитуде и фазе.

Если теперь плавно изменять значение параметра p , то глубина амплитудной и фазовой модуляции также будет меняться, и в момент, когда p достигнет значения, соответствующего условию равновесия, глубина амплитудной модуляции выходного напряжения станет равной ста процентам, а его фаза будет претерпевать скачкообразное изменение на π радиан. Это очевидно из того, что при развертывании q_p периодически будет наступать состояние кратковременного динамического равновесия.

После замены вспомогательного параметра q_p на образцовый q цепь можно привести к полному, статическому равновесию уже за один прием.

Раздельное уравновешивание аналоговых цепей этим способом заключается в поиске равновесия путем пробегания всех возможных значений q_p для каждого малого интервала Δp параметра p . О приближении к динамическому равновесию при изменении p всегда можно судить по глубине амплитудной модуляции, поэтому такой точный поиск достаточен только где-то вблизи динамического равновесия. Найдем

связь между величиной интервала Δp , быстродействием уравнивания по p и частотой развертывания параметра q_p .

Если задаться требуемой зоной поиска S_p , то число интервалов поиска будет равно

$$n = \frac{\alpha}{\sigma},$$

где

$$\alpha = \frac{S_p}{p_{\max} - p_{\min}}; \quad \sigma = \frac{\Delta p}{p_{\max} - p_{\min}}.$$

В каждом из этих интервалов параметр q_p должен пройти все свои значения хотя бы один раз, поэтому время поиска динамического равновесия составит

$$t_n \geq Tn = \frac{\alpha}{f\sigma},$$

где T и f — соответственно период и частота развертывания q_p . Общее время уравнивания по p складывается из времени поиска и времени достижения зоны поиска, которое может быть в несколько раз меньше времени поиска. Частота питания этой цепи должна быть в 5—20 раз больше частоты развертывания.

Представляет интерес изменение характера модуляции фазы выходного напряжения по мере приближения к динамическому равновесию. Рассмотрим конкретный пример четырехплечего моста (рис. 1), в котором емкость C_1 отсчитывается в динамическом равновесии по R_3 и развертывается сопротивление $R_4(t)$, соответствующее уравниванию по $\text{tg} \delta_1$. Выходное напряжение моста запишем в виде

$$\dot{U}_{cd} = |U_{cd}| e^{j\theta} = k \frac{(R_1 - jX_1) \Delta R_3 - R_2 \Delta R_4(t)}{R_{30} + R_{40} + \Delta R_3 + \Delta R_4 - jX_1}, \quad (1)$$

где $k = \frac{U_0}{R_1 + R_2}$, а ΔR_3 и $\Delta R_4(t)$ — отклонения R_3 и R_4 от своих равновесных значений R_{30} и R_{40} .

При анализе поведения θ вблизи динамического равновесия можно считать, что все изменения θ в этой области обусловлены влиянием числителя (1). Аргумент числителя равен

$$\theta' = \text{arctg} \frac{\beta_3}{\text{tg} \delta_1 [\beta_4(t) - \beta_3]},$$

где $\beta_3 = \frac{\Delta R_3}{R_{30}}$; $\beta_4(t) = \frac{\Delta R_4(t)}{R_{40}}$, а его производная при $\beta_4(t) = 0$ определяется $\frac{\partial \theta'}{\partial \beta_4} = - \frac{\text{tg} \delta_1}{\beta_3 (1 + \text{tg}^2 \delta_1)}$. Тогда при относительном изменении в окрестности динамического равновесия (приблизительно в зоне поиска) параметра $R_4(t)$ на величину ε_4 приращение фазы можно принять равным

$$\Delta \theta \approx \Delta \theta' = -\varepsilon_4 \frac{\text{tg} \delta_1}{\beta_3 (1 + \text{tg}^2 \delta_1)} \quad (2)$$

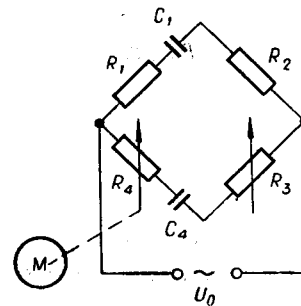


Рис. 1.

Как видно из (2), по мере приближения к динамическому равновесию скорость изменения фазы выходного напряжения будет существенно увеличиваться. В пределе при $\beta_3=0$ θ претерпевает разрыв и $\Delta\theta = \pm\pi$. На рис. 2. даны подсчитанные без указанного выше допущения кривые изменения θ для различных β_3 при синусоидальном изменении $R_4(t)$.

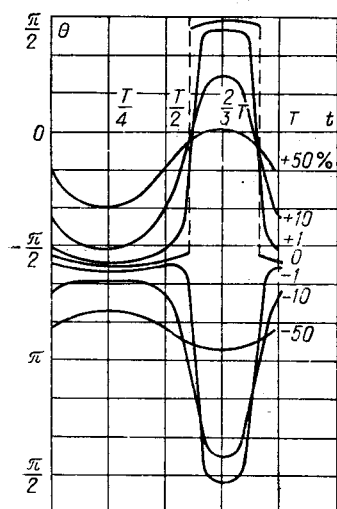


Рис. 2.

Перейдем к вопросам практической реализации способа в аналоговых электроизмерительных цепях.

Из принципа уравнивания очевидно, что развертываемый элемент q должен только перекрывать возможные значения соответствующего регулируемого параметра в данном диапазоне измерений и не содержать квадратурной составляющей, а к его точности и стабильности не предъявляется каких-либо требований. В связи с этим выполнение развертываемого элемента не представляет особых трудностей; можно применять вращающиеся реохорды, конденсаторы и нелинейные элементы. В частности, весьма удобны фотосопротивления,

освещаемые модулированным потоком света.

Индикацию динамического равновесия можно осуществлять как по амплитудной, так и по фазовой модуляции выходного напряжения. При уравнивании вручную наступление стопроцентной амплитудной модуляции или эффекта переворота фазы наиболее просто зафиксировать с помощью электронно-лучевой трубки.

На рис. 3 показана блок-схема одного из возможных вариантов аналогового автоматического устройства. На этой схеме в измерительной цепи ИЦ параметр q_p развертывается модулятором M . Выходное напряжение усиливается избирательным усилителем $У$, настроенным на частоту источника питания цепи, и подается на ограничители O_1 и O_2 , детекторы D_1 и D_2 и пороговые устройства $ПУ_1$ и $ПУ_2$. Уровень ограничения U_1 (рис. 4) ограничителя O_1 и порог срабатывания $ПУ_1$ подбираются так, чтобы за пределами зоны поиска динамического равновесия S_p минимум огибающей U_{min} был больше U_1 и сигнал на входе $ПУ_1$ не вызывал бы его срабатывания. При этом реверсивный двигатель $РД_p$, управляемый блоком управления $БУ$, вращается с некоторой постоянной скоростью. По достижении зоны поиска U_{min} становится меньше U_1 и с порогового устройства поступит сигнал на $БУ$, который изменит скорость двигателя $РД_p$ до величины скорости поиска.

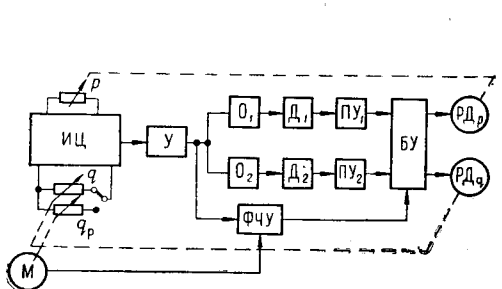


Рис. 3.

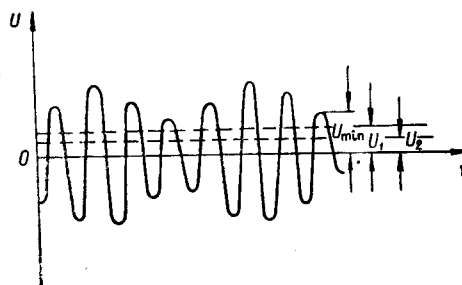


Рис. 4.

Уровень ограничения U_2 следует выбирать в соответствии с допустимым напряжением неполного динамического равновесия, определяемым заданной погрешностью измерения и чувствительностью цепи. Значение U_2 должно быть несколько больше этого допустимого напряжения небаланса. Если U_{\min} станет меньше U_2 , то сигналы с порогового устройства ПУ₂ остановят двигатель РД_р. Эти же сигналы переключат цепь с развертываемого элемента на образцовый q , изменением значения которого двигателем РД_р цепь уравнивается полностью. Окончательное уравнивание производится по второму каналу.

Для определения направления изменения регулируемых параметров служит фазочувствительное устройство ФЧУ. При включенном q_p оно выделяет фазу огибающей выходного напряжения и сравнивает ее с фазой модуляции q_p . Как видно из рис. 2, фаза огибающей будет меняться на π в зависимости от отклонения от положения динамического равновесия по p . Направление вращения двигателя РД_р определяется полярностью сигнала с выхода ФЧУ. Определение направления небаланса по q в отсутствие модуляции производится с помощью ФЧУ известным способом.

Параметрическое развертывающее уравнивание можно использовать в цифровых мостах переменного тока [2]. Блок-схема такого устройства представлена на рис. 5, где сохранены те же обозначения, что и на рис. 3. В этой схеме уровень ограничения ограничителя O соответствует U_2 (см. рис. 4), а нуль-орган HO выполняет роль порогового устройства ПУ₂. При подекадном уравнивании по p , осуществляемом наборным устройством $HУ_p$, после включения каждой ступени p аналогично предыдущему определяется характер изменения фазы выходного напряжения, и в зависимости от полярности сигнала на выходе ФЧУ ступень остается включенной или отключается в случае перехода через точку равновесия, и производится проба более мелких ступеней. Набор p прекращается нуль-органом, который выдает сигнал, когда U_{\min} становится меньше уровня ограничения. При этом развертываемый элемент q_p отключается и устройство начинает набор параметра q наборным устройством $HУ_q$, а состояние $HУ_p$ фиксируется отсчетным устройством $OУ$. Набор q осуществляется так же, как и в цифровых цепях с уравниванием по одному параметру. По окончании уравнивания все выходное напряжение усилителя станет меньше уровня ограничения, нуль-орган прекратит набор и включит отсчетное устройство на отсчет параметра q .

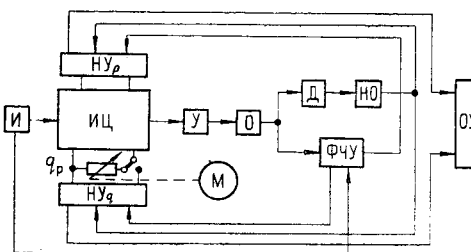


Рис. 5.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ф. Б. Гриневич. Автоматические мосты переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.
2. Б. Н. Дудкевич. Способ автоматического уравнивания цифровых электроизмерительных цепей переменного тока. Авторское свидетельство № 173041.— ИПОТЗ, 1965, № 14.

Поступила в редакцию
30 декабря 1966 г.,
окончательный вариант —
1 апреля 1968 г.