

ВЫВОДЫ

Определены не зависящие от объема соотношения геометрических размеров двигателя с печатным якорем, при которых тот или иной выходной показатель двигателя достигает своего предельного значения.

Предложена матрица совместимости, как наглядная форма, позволяющая судить о степени совместимости или противоречивости выходных показателей двигателя, что дает возможность использовать матрицу совместимости при выборе геометрии двигателя, отвечающего совокупности специфических требований к приводам устройств ввода — вывода ЭВМ.

Поступила в редакцию 19 февраля 1973 г.

УДК 621.317.33 : 621.317.733

М. А. ВАРГОЛА, В. Р. ВОЗНЮК, Г. А. ШТАМБЕРГЕР

(Новосибирск, Ивано-Франковск)

ОБ ОДНОМ СВОЙСТВЕ МОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ ДЛЯ РАЗДЕЛЬНОГО ИЗМЕРЕНИЯ АКТИВНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ КОМПЛЕКСНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

При измерении комплексных сопротивлений с помощью уравновешенных мостов питание цепей стремятся осуществить «чисто» синусоидальными напряжениями. Если это оказывается невозможным или если в самой мостовой цепи имеют место нелинейные искажения, то указатель делается избирательным, и в этом случае значения составляющих комплексного сопротивления будут соответствовать результату измерения на заданной частоте. При несоблюдении подобных мер погрешность измерения может оказаться недопустимо большой, а в некоторых случаях невозможно привести мост к состоянию равновесия.

Переход к квазиуравновешенным цепям, используемым в фазовом и модульном режимах, позволяет, как известно [1], существенно упростить процесс измерения, облегчить проблему автоматизации, обеспечить возможность раздельного, независимого измерения составляющих и, как будет показано ниже, исключить влияние формы кривой питающего мост напряжения на результат измерения вещественной составляющей комплексного сопротивления.

В настоящей работе будет показана возможность измерения активной части комплексного сопротивления (не являющейся в заданном диапазоне функцией частоты) от формы напряжения, питающего квазиуравновешенный мост, в котором выполняются определенные фазовые или модульные соотношения.

Известная схема [1] для измерения в фазовом режиме активной составляющей R_1 комплексного сопротивления $Z_{1n} = R_1 + jX_{1n}$ приведена на рис. 1. Значение этой составляющей определяется по величине R_2 при квадратуре между напряжениями \dot{U}_{cd} и \dot{U}_{cb} . Обычно в такой схеме используется фазовый указатель, на входные зажимы которого подаются синусоидальные напряжения.

В схеме рис. 1 применен фазовый нулевой указатель (НУ), состоящий из множительного устройства (МУ) с интегрирующим звеном

на выходе (ИЗ) и индикатором состояния квазиравновесия (И) (в ряде случаев в качестве ИЗ может служить сам индикатор). Введение множительного устройства, работающего в широком спектре частот, в схему указателя соответствует наиболее трудному случаю, так как среднее значение напряжения, отмечаемое индикатором И, будет формироваться за счет всех составляющих спектров, имеющих одновременно в обоих напряжениях, подаваемых на входные зажимы указателя.

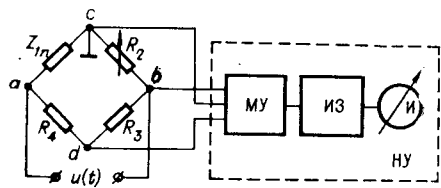


Рис. 1.

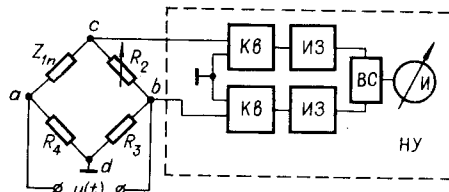


Рис. 2.

Пусть для общности питания мостовой цепи осуществляется периодическим несинусоидальным напряжением $u(t)$, описываемым рядом Фурье

$$u(t) = \sum_{n=1}^{\infty} u_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n), \quad (1)$$

где U_{nm} — амплитудное значение соответствующей гармоники.

Как следует из рис. 1, на входные зажимы указателя подаются напряжения $u_{cb}(t)$ и $u_{cd}(t)$. Напряжение $u_{cb}(t)$ можно представить следующим образом:

$$u_{cb}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2}{z_n} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi'_n), \quad (2)$$

где

$$z_n = \sqrt{(R_1 + R_2)^2 + X_{1n}^2}; \quad \varphi'_n = \mp \arctg \frac{X_{1n}}{R_1 + R_2} + \varphi_n.$$

$X_{1n} = n\omega L$ в случае индуктивного характера измеряемого сопротивления или $X_{1n} = \frac{1}{n\omega C}$ в случае емкостного. Напряжение $u_{cd}(t)$ запишем в виде

$$u_{cd}(t) = u_{cb}(t) - u_{db}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2}{z_n} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi'_n) - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n). \quad (3)$$

Показание указателя определяется средним значением произведения входных напряжений

$$\alpha = k \frac{1}{T} \int_0^T u_{cd}(t) u_{cb}(t) dt = k \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2}{z_n} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi'_n) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) \right] \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2}{z_n} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi'_n) dt.$$

Результат интегрирования указанного произведения будет равен

$$\alpha = k \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2^2}{z_n^2} U_n^2 - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \frac{R_2}{z_n} U_n^2 \cos \psi_n \right]; \quad \psi_n = \varphi_n' - \varphi_n$$

(здесь k — коэффициент пропорциональности; U_n — действующее значение напряжения соответствующей гармоники). Изменением регулируемого сопротивления R_2 добиваются нулевого показания указателя, которое будет иметь место при следующем соотношении:

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n} \cos \psi_n = R_2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n^2},$$

или, учитывая, что

$$\cos \psi_n = \frac{R_1 + R_2}{z_n},$$

можно записать

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} (R_1 + R_2) \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n} = R_2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n^2}, \quad (4)$$

откуда окончательно

$$R_1 = \frac{R_4}{R_3} R_2.$$

В (4) содержится член $\sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n^2}$, представляющий собой квадрат действующего значения периодического несинусоидального тока

$$I^2 = \sum_{n=1}^{\infty} I_n^2,$$

протекающего в ветви моста, состоящей из последовательно соединенных сопротивлений Z_{1n} и R_2 .

Таким образом, независимо от спектральной структуры действующих в цепи рассмотренного моста напряжений результат раздельного измерения вещественной составляющей Z_{1n} будет определяться через значение регулируемого сопротивления R_2 и отношения сопротивлений нижней ветви моста. Этот результат будет справедливым только в том случае, если в заданном диапазоне частот все эти сопротивления являются частотонезависимыми. Во многих случаях практики такое положение выполняется. В схеме рассмотренного моста не содержится никаких фильтров ни в цепи питания, ни в цепи указателя, а сам указатель не является устройством, обеспечивающим выделение какой-либо отдельной гармоники из сравниваемых напряжений.

Приведенный пример относится к цепям, используемым в фазовом режиме измерения, так как в основу указателя положено множительное устройство.

По-видимому, целесообразным будет показать, что аналогичные результаты могут быть получены с помощью квазиуравновешенного моста, используемого в модульном режиме измерения, при наличии указателя, показание которого равно нулю в случае равенства действующих значений напряжений, поданных на его вход.

Схема известного [1] моста для измерения активной составляющей комплексного сопротивления в модульном режиме приведена на

рис. 2. Пусть в этой схеме в качестве источника питания используется генератор периодического несинусоидального напряжения, описываемого соотношением (1). На вход указателя подаются напряжения $u_{cd}(t)$ и $u_{ab}(t)$. Напряжение $u_{cd}(t)$ определяется соотношением (3), а

$$u_{ab}(t) = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \sum_{n=1}^{\infty} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n).$$

В качестве указателя служит устройство, состоящее из двух квадратирующих элементов (Кв) с интегрирующими звеньями (ИЗ) на выходах, вычитающей схемы (ВС) и индикатора (И). Показание такого указателя определяется зависимостью

$$\begin{aligned} \alpha &= k \frac{1}{T} \int_0^T [u_{dc}(t)]^2 dt - k \frac{1}{T} \int_0^T [u_{db}(t)]^2 dt = k \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2}{z_n} U_{nm} \sin(n\omega t + \right. \\ &\quad \left. + \varphi_n) - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_3}{R_3 + R_4} U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 dt - k \frac{1}{T} \int_0^T \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_3}{R_3 + R_4} \times \right. \\ &\quad \left. \times U_{nm} \sin(n\omega t + \varphi_n) \right]^2 dt = k \left[\sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2^2}{z_n^2} U_n^2 - 2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_2 R_3}{z_n (R_3 + R_4)} U_n^2 \cos \psi_n \right]. \end{aligned}$$

Изменением величины сопротивления R_2 добиваются нулевого показания указателя. В этом состоянии справедливо равенство

$$R_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n^2} = 2 \frac{R_2 R_3 (R_1 + R_2)}{R_3 + R_4} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_n^2}{z_n^2},$$

или

$$R_2(R_4 - R_3) = 2R_1 R_3,$$

откуда

$$R_1 = R_2 \frac{R_4 - R_3}{2R_3} = R_2 \frac{\frac{R_4}{R_3} - 1}{2} = R_2 \frac{n - 1}{2}.$$

При $n = R_4/R_3 = 3$ имеем $R_1 = R_2$.

В приведенной на рис. 2 схеме использован двухканальный дифференциальный указатель одновременного сравнения напряжений, поданных на его вход. Очевидно, для решения этой задачи можно воспользоваться указателем, состоящим из одного квадратирующего элемента с интегрирующим звеном с поочередной подачей на его вход сравниваемых напряжений. Такого типа указатели получили достаточно широкое применение в цепях синусоидального тока [2].

Таким образом, на примерах двух квазиуравновешенных мостов, приводимых к фазовому и модульному состояниям, показана принципиальная независимость измерения активной составляющей комплексного сопротивления от формы питающего мост напряжения. В приведенных примерах использовалось периодическое несинусоидальное напряжение, разлагаемое в ряд Фурье. Анализ этих схем показывает, что такой же результат будет получен при питании моста напряжением, описываемым интегралом Фурье.

В заключение считаем целесообразным отметить, что в случае представления искомого комплексного сопротивления параллельной схемой замещения результат измерения будет соответствовать активной проводимости y_{1n} и структура полученных зависимостей будет оставаться той же при условии замены соответствующих сопротивлений на проводимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. Б. Карандеев, Г. А. Штамбергер. Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока. Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1961.
2. Ю. А. Скрипник. Способы построения высокостабильных фазочувствительных дифференциальных индикаторов.— Приборостроение, 1961, № 10.

Поступила в редакцию 17 ноября 1971 г.

УДК 621.317.77

А. Д. НИЖЕНСКИЙ, Ю. А. СКРИПНИК, Ю. П. ЮРЧЕНКО

(Киев)

МЕТОДЫ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ФАЗЫ

Получение измерительной информации, содержащейся в фазовых соотношениях двух гармонических сигналов, сопряжено с целым рядом предварительных аналоговых преобразований, таких как усиление, фильтрация, амплитудное ограничение и т. п. При этом специфика выделения фазовой информации предопределяет двухканальную структуру измерительного преобразователя. Поскольку же аналоговые звенья для предварительного преобразования, как правило, обладают неидентичными фазовыми характеристиками, то возникает необходимость в ручных регулировках последних (установка «нуля»). Для этой цели может быть применен регулируемый фазовращатель, включенный в один из каналов. При установке нуля на оба входа преобразователя подаются один и тот же сигнал и путем перестройки регулируемого фазовращателя добиваются нулевого показания на выходе, выравнивая таким образом фазовые сдвиги, вносимые каналами.

Однако вследствие недостаточной стабильности характеристик каналов требуются частые регулировки нуля, а при их быстром изменении становится вообще невозможно произвести измерение с высокой точностью. Кроме того, в случае применения преобразователей фазы в качестве отдельных звеньев в системах автоматического управления и контроля наличие ручных регулировок недопустимо.

В этой связи возникает задача разработки методов и средств автоматической коррекции указанных погрешностей.

На рис. 1 приведены блок-схемы преобразователей фазы, в которых для получения корректирующего воздействия использовано периодическое «запараллеливание» каналов [1, 2]. Здесь ВП₁ и ВП₂ — входные преобразователи, осуществляющие усиление, фильтрацию и амплитудное ограничение входных сигналов; ТФП — трехполюсный линейный фазовый преобразователь [3], осуществляющий преобразование фазового сдвига между выходными напряжениями ВП₁ и ВП₂ в величину, удобную для кодирования, (временной интервал, напряжение постоянного тока и т. п.); КП — квантующий преобразователь для получения количества импульсов, пропорционального выходному сигналу ТФП; РСИ — реверсивный счетчик импульсов; АЦП — аналого-цифровой преобразователь, дающий результат в виде цифрового кода; Р — регистр; С — сумматор; ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь; ЦОУ — цифровое отсчетное устройство; БУ — блок управления.