

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

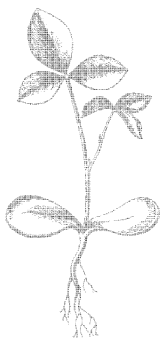


ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ



ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ

Под общей редакцией чл.-корр. АН СССР
К. Б. Карандеева



«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1970



6П2.1.081
Т 65
УДК 621.317.33

Т 65 Трансформаторные измерительные мосты. Под
ред. К. Б. Карандеева М., «Энергия», 1970.

280 с. с илл.

Перед загл. авт.: Гриневич Ф. Б., Грохольский А. Л.,
Соболевский К. М., Цапенко М. П.

В книге описаны мостовые трансформаторные измерительные
устройства переменного тока. Рассмотрены вопросы общей теории мо-
стовых схем с тесной индуктивной связью, даны рекомендации по раз-
работке элементов мостовых устройств. Приводятся практические схемы
трансформаторных измерительных мостов.

Книга рассчитана на инженеров и научных сотрудников, занимаю-
щихся разработкой, исследованием и применением различных электро-
измерительных устройств.

3-3-13
219-70

6П2.1.081

*Гриневич Феодосий Борисович,
Грохольский Анатолий Леонардович,
Соболевский Константин Михайлович,
Цапенко Михаил Петрович*

Трансформаторные измерительные мосты

Редактор Н. В. Левицкая
Переплет художника Н. Т. Яreshko
Технический редактор В. В. Зеркаленкова
Корректор В. С. Антипова

Сдано в набор 19/V 1970 г.	Подписано к печати 27/X 1970 г.	Т-15155
Формат 84×108 ¹ / ₃₂		Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 14,7		Уч.-изд. л. 15,81
Гираж 7000 экз.	Цена 90 коп.	Зак. 1239

Издательство „Энергия“. Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

**Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.**

ПРЕДИСЛОВИЕ

Трансформаторные измерительные мосты, являющиеся по существу результатом развития электроизмерительных цепей с дифференциальными трансформаторами, в последние годы становятся все более универсальным и в значительной степени незаменимым средством решения самых разнообразных измерительных задач. В то же время большие метрологические, эксплуатационные и функциональные возможности трансформаторных мостов достаточно хорошо известны лишь весьма незначительному кругу специалистов, что существенно тормозит широкое использование этих цепей при создании измерительной аппаратуры в самых различных областях современной измерительной практики, а также во многих других областях. Такое положение объясняется отсутствием работ, в которых были бы изложены основные сведения по схемным, технологическим и конструктивным принципам построения трансформаторных измерительных мостов. Нам представляется, что настоящая книга поможет широкому кругу читателей получить ответ на эти вопросы.

Книга написана в значительной степени на основе исследований, выполненных авторами. Вместе с тем при подготовке материала широко использованы и результаты, изложенные в приводимой в книге библиографии, в частности в статьях, освещающих зарубежный опыт.

Авторский коллектив выражает искреннюю признательность сотрудникам Института автоматики и электрометрии Сибирского отделения АН СССР Э. Л. Кашееву, Б. Н. Панкову, В. С. Соболеву и др. за помощь в оформлении материала рукописи, а также В. Ю. Кнеллеру и Н. В. Левицкой за обстоятельные рецензирование и редактирование книги.

Все замечания просим направлять по адресу: Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, издательство «Энергия».

К. Карандеев

ВВЕДЕНИЕ

Мостовые методы измерений [Л. 69, 113, 192] в настоящее время широко используются в измерительной технике, устройствах и системах автоматики, телемеханики, вычислительной техники и т. п. [Л. 24, 59, 74, 79], 95, 146, 147, 154, 173]. Большое развитие получила их теория [Л. 24, 28, 69, 71, 82, 83, 93, 95, 102, 103, 112, 113, 118, 130, 133, 134, 137, 140, 157, 165, 168]. Мостовые электрoизмерительные цепи и устройства для измерения электрических параметров известны давно как наиболее совершенные и гибкие.

В последнее время в СССР и за рубежом получили существенное развитие мостовые измерительные цепи с *тесной индуктивной связью* между отдельными элементами, в первую очередь между плечами отношения. Основными отличительными особенностями таких мостовых измерительных цепей, которые носят название *трансформаторных измерительных мостов*, являются высокая стабильность, хорошая защищаемость от влияния внешних электромагнитных помех и внутренних паразитных электрических и магнитных связей, широкий частотный диапазон, а также исключительная гибкость, обеспечивающая различные измерительные режимы и широкие возможности при решении многообразных функциональных задач.

В метрологическом плане трансформаторные измерительные мосты позволили обеспечить повышение точности измерений электрических параметров на переменном токе на порядок и более и расширить диапазон измеряемых параметров в 100—1 000 раз. Ныне эти мосты представляют собой наиболее совершенное средство для точного измерения параметров электрических цепей на переменном токе. К настоящему времени разработаны и выпущены трансформаторные измерительные мосты, позволяющие в диапазоне частот от нескольких герц до

1 000 *Мгц* измерять активные сопротивления от 0,0001 *ом* до 1 000 *Мом* с погрешностью 0,01—0,001%, емкости от 10^{-20} до $1 \cdot 10^{-2}$ *ф* с исключительно малой погрешностью (порядка 0,0001%), индуктивности от 10^{-8} до 100 *гн* с погрешностью 0,01%. В то же время исключительно широки и функциональные возможности трансформаторных измерительных мостов, в особенности для измерения различных неэлектрических величин электрическими методами (уровнемеры, влагомеры, датчики перемещений, измерители механических напряжений и т. п.).

Первое упоминание о трансформаторных мостах появилось в 1883 г., когда Д. Розенталь запатентовал устройство моста Уитстона с дифференциальным трансформатором для измерения активных сопротивлений [Л. 230]. Позднее, в 1903 г., немецкой фирмой АЭГ было запатентовано устройство с трехобмоточным трансформатором, позволяющее измерять активные сопротивления, индуктивности, магнитные потоки и энергию электромагнитного поля [Л. 223]. Для целей измерения сопротивлений и емкостей в 1909—1912 гг. дифференциальный трансформатор использовался Х. Хаусратом [Л. 193]. В период 1913—1924 гг. А. Хундом была опубликована серия статей, посвященных трансформаторным мостам [Л. 198, 199]. Развивая идеи А. Хунда, Ф. Траутвейн [Л. 238] определил условия оптимальной чувствительности дифференциального трансформатора для случая измерения потерь в диэлектриках. В 30-х годах А. Блюмлейн [Л. 176] и Р. Уолш [Л. 239] обратили внимание на то, что в трансформаторных мостах при обеспечении тесной связи плеч отношения можно без потери точности отказаться от применения цепей Вагнера. Затем за рубежом появился ряд работ, посвященных различным схемным вариантам и конструктивным разработкам трансформаторных мостов, в частности высокочастотных [Л. 203, 243], мостов с двумя парами тесно связанных плеч отношения [Л. 185], а также получению больших плечевых отношений с помощью обмоток с сильной связью [Л. 220]. Оригинальные разработки трансформаторных мостов принадлежат фирме Вайн-Керр [Л. 179—184, 216]. Методы создания точных плечевых отношений и определения их погрешностей освещены в [Л. 186, 187, 236, 244—246]. Исследования в этой области отражены также в [Л. 175, 178, 188—191, 194,

195, 201, 202, 204—208, 211—215, 217—219, 221, 222, 226, 231—235, 240, 247, 248] и других публикациях.

Из известных отечественных работ, касающихся трансформаторных мостов, одной из самых ранних является диссертация К. Б. Карандеева «Дифференциальные методы измерения в цепях переменного тока» (1934 г.)¹. Дифференциальный трансформатор был подробно изучен К. Б. Карандеевым в 1932—1934 гг. теоретически и экспериментально и с успехом применялся им для измерений емкости и потерь в диэлектриках в области звуковых частот. В этот же период Э. В. Зеляхом [Л. 66] предложен был метод построения схем мостов с использованием двух трехобмоточных трансформаторов, работающих в режиме трансформатора тока и трансформатора напряжения; этот принцип позднее был использован в ряде отечественных разработок [Л. 2, 91, 92], а также нашел широкое применение в других странах. В 30-х годах заводом имени Коминтерна был разработан и серийно выпущен первый отечественный мост типа МП для технических измерений емкости, в котором два плеча были составлены из катушек индуктивности, имеющих Ш-образный магнитопровод из электротехнической стали. Несколько позднее появились работы, посвященные расчету и исследованию различных вариантов трансформаторных мостов [Л. 61, 64, 111].

В 50-х годах был создан мост для измерения малых емкостей в диапазоне от 0,0001 до 1 000 пф, имеющий предельную чувствительность $5 \cdot 10^{-7}$ пф и обеспечивающий проведение эталонных работ с погрешностью, меньшей 0,001% [Л. 46]. В дальнейшем эта работа была использована при создании расчетного конденсатора малой емкости [Л. 54, 57, 58] с использованием теоремы Лэмпарда [Л. 209].

В результате исследования чувствительности трансформаторных мостов [Л. 12, 70, 76] были обнаружены условия получения повышенной чувствительности. Впоследствии на этой основе были определены [Л. 19] условия работы мостов с сильно выраженным максимумом чувствительности, превосходящим в десятки и сотни раз чувствительность обычных мостовых схем. Было также установлено [Л. 76, 131, 135, 136], что в транс-

¹ Основное содержание этой работы было опубликовано значительно позднее [Л. 70].

форматорных мостах можно получить практически постоянную чувствительность в широком диапазоне изменений отношения плеч; такое постоянство имеет большую практическую ценность и используется, в частности, в автоматических контрольно-сортировочных устройствах. Касаясь методических аспектов анализа чувствительности трансформаторных измерительных мостов, наряду с вопросами, излагаемыми в настоящей монографии, особо следует отметить оригинальную методику вывода выражений для различных видов чувствительности трансформаторных мостов с учетом свойств ферромагнитного сердечника на основе его комплексного магнитного сопротивления [Л. 102].

Перспективным оказалось применение трансформаторных мостов для точных измерений малых активных и индуктивных сопротивлений четырехзажимных элементов в широком диапазоне частот [Л. 41] и безобмоточных испытаний ферромагнитных материалов [Л. 40].

Поиски решения задачи уравнивания трансформаторных мостов по одной составляющей комплексного сопротивления привели к разработке многопредельных квазиуравновешенных мостов как с непосредственным использованием в них остаточного напряжения в измерительной диагонали для суждения о второй составляющей комплексного сопротивления, так и с введением для этой цели в измерительную диагональ соответствующего компенсирующего напряжения. Эта разработка в сочетании с использованием принципов динамической компенсации (развертывающего преобразования) позволила создать ряд автоматических быстродействующих измерительных установок для контроля и сортировки слюдяных конденсаторов по всем основным параметрам [Л. 72, 79, 80, 89, 168, 169]. Разработанные установки, дополненные оригинальными логическими устройствами, начали использоваться для контроля и сортировки массовой продукции, а также для управления некоторыми операциями в производстве радиодеталей. В последнем случае им приданы были свойства самонастраивающихся систем.

Применение принципа квазиравновесия к мосту с тесно связанными плечевыми элементами привело к разработке ряда новых способов построения квазиуравновешенных мостов для отдельного измерения со-

ставляющих комплексного сопротивления [Л. 9—11, 93, 118—120, 122, 138, 139, 141—143]. На базе одного из этих способов и специального фазочувствительного указателя, обладающего высокой чувствительностью вблизи квазиравновесия, создана была, в частности, высокопроизводительная установка повышенной точности для измерения емкости независимо от изменяющихся в широком диапазоне значений тангенса угла потерь [Л. 145].

Развитие теории автоматических мостов с экстремальным регулированием [Л. 24, 27] позволило создать ряд автоматических измерительных устройств. Среди них следует отметить автоматические емкостные уравнители [Л. 73—75], являющиеся шестиплечными уравновешенными трансформаторными мостами, в которых уравновешивание осуществляется путем изменения числа витков в плечевых обмотках при помощи реверсивных двоично-десятичных счетчиков импульсов. Метод уравновешивания моста путем изменения числа витков в обмотках позволил также создать трансформаторные мосты с множественными дискретными отношениями плеч; эти мосты чрезвычайно упростили проведение статистических исследований качества выпускаемой продукции [Л. 123, 124].

Особо эффективными оказались результаты поиска измерительных цепей, уравновешиваемых посредством коммутации витков, для цифровых измерителей комплексных параметров [Л. 26, 28, 30, 31, 34—38, 77, 78, 141, 144, 160, 161].

В отличие от предпринимаемых за рубежом попыток решить задачу получения больших плечевых отношений (single coil problem) путем усложнения конструкций плечевых трансформаторов [Л. 220, 182] в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР указанная задача решена путем создания трансформаторных мостов с использованием трех и более пар плеч отношений [Л. 33]. Эти трансформаторные мосты могут иметь очень большие плечевые отношения при использовании в них в качестве составных элементов трансформаторов с небольшими плечевыми отношениями. Благодаря наличию в каждом используемом трансформаторе заземленной точки схемы мостов с несколькими парами плеч отношения имеют большие преимущества по сравнению со схемами каскадного включения.

С целью повышения точности плечевых отношений отдельных трансформаторов предложен метод получения волновых мультифилярных обмоток с тесной электромагнитной связью, обеспечивающих с помощью одного трансформатора плечевые отношения 1:100 с погрешностью не более 0,001% [Л. 48]. Созданы также многообмоточные плечевые узлы с компенсационной обмоткой [Л. 49], пригодные для работы на частотах от десятков герц до сотен мегагерц, что достигается высокой симметрией обмоток и сильной электромагнитной связью между всеми обмотками, включая генераторную (или индикаторную).

Специфический и весьма перспективный класс трансформаторных измерительных мостов представляют собой многомостовые измерительные цепи [Л. 157], которые благодаря отсутствию кондуктивных связей между плечевыми обмотками в трансформаторных мостах позволяют суммировать показания большого числа датчиков путем сложения сигналов небаланса в индикаторных диагоналях отдельных мостов, находящихся в неуравновешенном режиме. Теоретический анализ режимов работы многомостовых измерительных цепей позволил разработать специальную технологию создания соответствующих трансформаторов [Л. 154].

Хорошие результаты дало сочетание в мостовой измерительной цепи обычных резистивно-емкостных плеч отношения и плеч с тесной индуктивной связью. На этой основе создана оригинальная мостовая установка высокой точности для измерения емкостей и очень малых углов потерь [Л. 94].

Приведенные примеры далеко не охватывают всех решенных к настоящему времени вопросов, касающихся теории, расчета и построения трансформаторных мостов (см., напр., [Л. 1, 8, 13—16, 32, 59, 65, 84—87, 98, 99, 108—110, 114, 163, 166, 167, 171, 173]). В этой области продолжают интенсивные исследования как у нас, так и за рубежом.

Переходя к характеристике основного содержания настоящей монографии, укажем прежде всего, что в настоящее время трансформаторные мостовые измерительные цепи можно разделить на следующие основные разновидности:

- 1) четырехплечие;
- 2) двойные;
- 3) многоплечие;
- 4) многомостовые.

Четырехплечные и двойные трансформаторные измерительные цепи отличаются непосредственным сопоставлением двух токов или напряжений, относящихся к исследуемому объекту и единственному плечу сравнения. В многоплечных трансформаторных измерительных цепях происходит сопоставление нескольких токов или напряжений, относящихся к исследуемому объекту и нескольким плечам сравнения. В многомостовых измерительных цепях также сопоставляется несколько токов или напряжений, однако в виде последних выступают уже величины, относящиеся к указательным диагоналям отдельных мостов многомостовой цепи. Таким образом, все перечисленные разновидности трансформаторных измерительных мостов, строящиеся на основе единых структурных элементов, имеют общие функциональные особенности. В то же время четвертой из указанных групп мостов свойственны некоторые специфические качества, что вызывает необходимость рассмотрения этих мостов в особом плане.

При написании монографии авторы не ставили себе целью дать исчерпывающую характеристику множеству конкретных практических реализаций упомянутых выше типов трансформаторных измерительных мостов, а стремились выявить основные пути их построения, рассмотреть характерные особенности тех или иных цепей в различных измерительных режимах, осветить схемные, технологические и частично конструктивные принципы реализации простейших и сложных плечевых элементов с тесной индуктивной связью и методы экспериментального определения их погрешностей, а также проанализировать некоторые представляющиеся перспективными тенденции применения индуктивно связанных элементов в измерительных цепях современных автоматических и неавтоматических приборов для измерения пассивных и в первую очередь комплексных электрических параметров при использовании аналогового и цифрового отсчетов измеряемых величин.

В книге рассмотрены далеко не все современные принципы построения мостовых измерительных цепей переменного тока с использованием индуктивно связанных элементов. Так, например, нами совершенно не затронуты вопросы построения трансформаторных измерительных цепей в комбинации с измерительными операционными усилителями, представляющие самостоя-

тельный интерес и требующие отдельного освещения. И даже при освещении основного круга непосредственно затрагиваемых в книге вопросов пришлось ограничиться, особенно в части анализа конкретных измерительных цепей, лишь некоторыми примерами, полагая, что с другими результатами читатель сможет при желании ознакомиться, основываясь на приводимой в книге библиографии. В частности, вполне сознательно в монографии не рассматриваются многие отмеченные выше результаты исследований, выполнявшихся в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР, а также в других организациях, и завершившихся разработкой оригинальных измерительных устройств и автоматов с эффективным использованием в них конкретных трансформаторных измерительных цепей; эти результаты уже нашли отражение в монографиях [Л. 24, 39, 74, 79, 95, 173], и вряд ли было бы целесообразным рассматривать их подробно вновь в данной книге. Вполне естественно, что определенный отпечаток на отбор конкретного освещаемого в книге материала наложила и ограниченность ее объема. Тем не менее нам представляется, что изложенные ниже сведения по основным свойствам трансформаторных мостов (гл. 1 и 2), способам реализации и исследования их плечевых элементов с тесной индуктивной связью (гл. 3—5), примерам построения реальных схем мостов (гл. 6 и 7) и основным свойствам многомостовых цепей переменного тока (гл. 8) позволят читателю в достаточной степени оказаться подготовленным к использованию современных трансформаторных измерительных цепей для решения конкретных практических задач и проведения соответствующих разработок.

В заключение хотелось бы заметить, что, желая избежать многократного повторения в тексте одних и тех же, подчас длинных словосочетаний, авторы сознательно использовали ряд терминов, эквивалентных по значению, а также часто пользовались сокращенными наименованиями. Подобная замена тех или иных терминов менее строгими эквивалентами делается всегда с учетом конкретного контекста, и мы надеемся, что к недоразумениям это не приведет.

Авторы

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

1-1. ИНДУКТИВНЫЕ ПЛЕЧЕВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ТЕСНОЙ СВЯЗЬЮ, ИХ ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА И РЕЖИМЫ РАБОТЫ

Индуктивная связь между двумя катушками индуктивности L_x и L_y характеризуется, как известно, взаимной индуктивностью катушек M и коэффициентом связи $k_c = \frac{M}{\sqrt{L_x L_y}}$, значение которого может лежать в пределах $0 \leq k_c \leq 1$. Связь называют тесной в том случае, если значение коэффициента k_c весьма мало отличается от единицы, т. е. когда можно принять $M = \sqrt{L_x L_y}$. Тесная связь между индуктивными катушками достигается как путем их намотки на общий магнитопровод, так и использованием специальных видов намотки и специальных компенсационных включений наматываемых обмоток катушек.

Рассмотрим в самом элементарном виде соотношение между параметрами двух соединенных последовательно индуктивно связанных катушек L_x и L_y , намотанных на общий магнитопровод (рис. 1-1). Предположим, что обмотки катушек имеют соответственно x и y витков, причем индуктивность каждого витка равна L , и что коэффициент связи между любыми витками или секциями обмоток один и тот же и равен k . При значениях k , близких к единице, указанное предположение, отчасти противоречивое в своей основе, является практически вполне допустимым и, как увидим ниже, не приводит к принципиальным искажениям получаемых результатов.

В общем случае, когда коэффициент связи отличается от единицы, полная индуктивность каждой из обмоток будет состоять из двух составляющих: индуктивности, обусловленной основным магнитным потоком, и индуктивности, создаваемой потоками рассеяния. В соответствии с принятыми допущениями полные индуктивности катушек L_x и L_y , рассматриваемых в отдельности, определяются по следующим формулам:

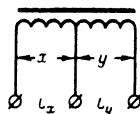


Рис. 1-1.

$$\left. \begin{aligned} L_x &= x [1 + (x - 1)k] L = x^2 kL + x(1 - k)L; \\ L_y &= y [1 + (y - 1)k] L = y^2 kL + y(1 - k)L, \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

а полная суммарная индуктивность L_Σ обеих катушек может быть найдена из выражения

$$L_\Sigma = \{x [1 + (x - 1 \pm y)k] + y [1 + (y - 1 \pm x)k]\} L,$$

где знак „+“ относится к согласному, а „-“ к встречному соединению катушек. Поскольку $L_\Sigma = L_x \pm L_y \pm 2M$,

то взаимоиндуктивность, найденная как $M = \frac{L_\Sigma - L_x - L_y}{\pm 2}$,

составит величину $M = xykL$. Очевидно, что согласно общеизвестному определению связанных систем в рассматриваемой системе L_x, L_y эта величина M будет характеризовать связь обоих участков L_x и L_y в том случае, если в качестве элементов связи указанных участков принять величины $x^2 kL$ и $y^2 kL$. Следовательно, члены $x^2 kL$ и $y^2 kL$ в выражении (1-1) представляют собой индуктивности катушек, обусловленные основным магнитным потоком (L'_x и L'_y), в то время как составяющие $x(1-k)L$ и $y(1-k)L$ представляют собой соответствующие индуктивности рассеяния. При этом

$$M = \sqrt{L'_x L'_y} = xykL. \quad (1-2)$$

Определив величину $k_c = \frac{M}{\sqrt{L_x L_y}}$ с учетом (1-1) и (1-2), найдем:

при $x \neq y$

$$k_c = \frac{k}{\sqrt{1 + (1 - k) \left[k \left(\frac{1}{x} + \frac{1}{y} \right) - (1 - k) \left(1 - \frac{1}{xy} \right) \right]}};$$

при $x = y$

$$k_c = \frac{k}{1 + (1 - k) \left(\frac{1}{x} - 1 \right)}.$$

Из последних двух выражений видно, что для k , близких к единице, разница между k_c и k незначительна, что подтверждает допустимость принятых вначале предположений.

В предельном случае, когда $k=1$, индуктивности рассеяния исчезают, в то время как основные индуктивности катушек и их взаимоиндуктивность приобретают максимальные значения:

$$\left. \begin{aligned} L'_x &= L_x = x^2 L; \\ L'_y &= L_y = y^2 L; \\ M &= xyL. \end{aligned} \right\} \quad (1-3)$$

Благодаря тому, что плечевые элементы с тесной индуктивной связью чаще всего представляют собой специальные трансформаторы, мосты с такими индуктивно связанными плечевыми элементами получили название трансформаторных измерительных мостов. Трансформаторные измерительные мосты обладают высокими метрологическими и эксплуатационными возможностями. Это объясняется рядом известных свойств плечевых элементов с тесной индуктивной связью.

Одним из основных достоинств трансформаторных плечевых элементов с тесной связью является исключительная устойчивость их плечевых отношений при действии паразитных проводимостей, шунтирующих эти элементы. Существенным преимуществом индуктивно связанных плечевых элементов является также высокая температурная и временная стабильность отношений плеч. Наконец, трансформаторные плечи с тесной связью обладают исключительно широким диапазоном частотной применимости; при соответствующем исполнении трансформаторные плечи одинаково хорошо работают как при нескольких десятках герц, так и при десятках мегагерц.

Используемые в трансформаторных измерительных мостах индуктивно связанные плечевые элементы делятся на две основные функциональные группы:

- плечевые трансформаторы напряжения;
- плечевые компараторы токов.

Под плечевым трансформатором напряжения подразумеваются такие плечевые элементы с тесной связью, которые служат для получения определенных напряжений, пропорциональных соответствующим количествам витков обмоток элементов, на основе трансформации некоторого задаваемого напряжения.

Под плечевым компаратором токов подразумеваются плечевые элементы с тесной связью, на которых происходит полная или частичная компенсация (компарация) некоторых задаваемых токов, определяемая по соотношению витков обмоток элементов.

Роль плечевых трансформаторов напряжения и компараторов токов могут выполнять одни и те же трансформаторные плечевые элементы с тесной связью. Однако в зависимости от функционального назначения плечевых элементов существенно различаются их энергетические режимы. Так, функционирование плечевых трансформаторов напряжения всегда связано с наличием некоторого магнитного потока в магнитопроводе обмоток плечевых элементов, в то время как работа плечевых компараторов токов характеризуется тем, что при равновесии или квазиравновесии измерительной цепи магнитный поток в магнитопроводе обмоток плечевых элементов или определенная часть его исчезает полностью или существенно уменьшается. Несмотря на различие их энергетических режимов, как плечевым трансформаторам напряжения с тесной связью, так и индуктивно связанным плечевым компараторам токов одинаково свойственна отмеченная выше высокая устойчивость к влиянию паразитных шунтирующих сопротивлений. Если в первом случае эта помехоустойчивость физически может быть объяснена нечувствительностью к шунтирующим сопротивлениям, которой обладают идеальные или близкие к идеальным источники напряжения, то во втором случае они физически объясняются тем, что вследствие исчезновения или уменьшения магнитного потока в магнитопроводе плечевых элементов при равновесии (квазиравновесии) цепи полное сопротивление их обмоток становится незначительным по сравнению с паразитными шунтирующими сопротивлениями.

1-2. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ПЛЕЧЕВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И КОМПАРАТОРОВ ТОКОВ

Индуктивно связанные плечевые элементы обеих охарактеризованных выше функциональных групп, составляющих основу трансформаторных измерительных мостов, используются в этих мостах при самых разнообразных схемах включения. Тем не менее имеется возможность выделить внутри каждой функциональной группы индуктивно связанных плечевых элементов некоторые простейшие структурные группы, число которых сравнительно невелико.

Элементарные схемы включения плечевых трансформаторов напряжения (ТН) с тесной связью представлены на рис. 1-2, где указано, какие напряжения, развиваемые на обмотках трансформатора ao' и bo' , состоящих из m и n витков, можно использовать для питания моста при различных способах соединения обмоток трансформаторов и подключения трансформатора к источнику напряжения питания¹. Очевидно, что при $m=n$ схемы на рис. 1-2, d — $ж$ и $и$ теряют практический смысл, а схема на рис. 1-2, $з$ превращается в схему трансформаторной подачи единого напряжения питания на исследуемое и образцовое сопротивления. Способы включения, представленные на рис. 1-2, a — $г$, обеспечивают подачу суммы двух напряжений на измерительную цепь; подобным образом подачу разности двух напряжений на измерительную цепь обеспечивают все способы включения, изображенные на рис. 1-2, d — $м$, причем способы на рис. 1-2, d — $з$ требуют значительно меньшего количества витков трансформатора, нежели способы на рис. 1-2, $и$ — $м$, для реализации одной и той же задачи². Выбор между группой способов на рис. 1-2, a — $г$ и группой способов на рис. 1-2, d — $м$ определяется прежде всего характером исследуемого и образцового сопротивлений. Применение той или иной схемы включения внутри определенной группы способов может определяться

¹ Знаком « \times » отмечены одноименные концы обмоток трансформаторов.

² Очевидно, что схемы включения, подобные схемам на рис. 1-2, d — $з$, можно выполнить и на двух обмотках, намотанных встречно. Такие схемы обеспечивают большое отношение напряжений при практически симметричных обмотках, требуя, однако, большего количества витков.

энергетическими соображениями (например, допустимой степенью нагружаемости источника питания), требуемой чувствительностью измерительной цепи и другими условиями.

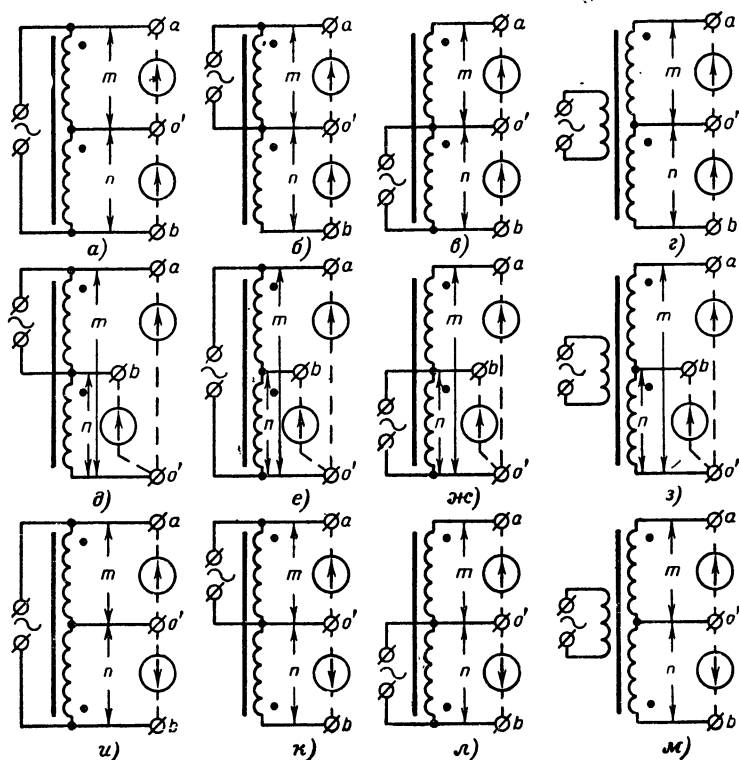


Рис. 1-2.

Наиболее существенным фактором, предопределяющим выбор той или другой схемы включения плечевых трансформаторов напряжения, оказывается зачастую неидеальность индуктивно связанных плечевых элементов, обусловленная индуктивностями рассеяния, активными потерями в проводах обмоток и иными причинами. Неидеальность индуктивно связанных плечевых элементов может вызвать несоответствие между плечевым отношением витков и отношением развиваемых плечевых напряжений как по модулю, так и по фазе,

что в одних случаях может привести к значительным погрешностям измерения, в других же, наоборот, может оказаться благоприятным для уменьшения погрешностей путем той или иной схемной компенсации. В связи с этим при реальных индуктивно связанных плечевых элементах выбор между той или иной схемой включения внутри определенной группы может быть, как правило, произведен лишь для каждого конкретного случая соединений элементов измерительной цепи.

Аналогично представлены элементарные схемы включения плечевых компараторов (КТ) (рис. 1-3), на которых указано, какие токи, задаваемые другими элементами измерительной цепи и протекающие по обмоткам co'' и do'' компаратора, состоящим из p и q витков, можно сравнивать при различных способах соединения обмоток и подключения к ним указателя равновесия (или квазиравновесия). Очевидно также, что при $p=q$ схемы на рис. 1-3, $d—ж$ и $и$ теряют практический смысл, а схема на рис. 1-3, $з$ превращается в схему трансформаторного подключения указателя равновесия (или квазиравновесия) к единой обмотке, по которой протекают оба сравниваемых тока. Способы включения, представленные на схемах на рис. 1-3, $a—г$, обеспечивают сравнение задаваемых токов при одинаковой их полярности относительно узлов c и d , а способы включения, представленные на схемах на рис. 1-3, $д—м$, пригодны для использования при противоположных полярностях сравниваемых токов относительно узлов c и d^* , причем способы на рис. 1-3, $д—з$ по требуемому количеству витков обмоток экономнее способов на рис. 1-3, $и—м$ при решении одинаковых задач. Выбор между той и иной схемой включения внутри определенной группы (рис. 1-3, $a—г$ или 1-3, $д—м$), в особенности ввиду неидеальности индуктивно связанных плечевых элементов, определяется требуемой чувствительностью цепи, допустимой погрешностью измерений и возможными другими факторами (экономия витков обмоток, защита измерительной цепи и т. п.).

Рассмотренные простейшие схемы включения индуктивно связанных плечевых трансформаторов напряжения и компараторов токов используются в трансформаторах

* Подобно схемам включения на рис. 1-3, $д—з$, так же, как и для трансформаторов напряжения (см. сноску 2 на стр. 16), могут быть выполнены схемы на двух обмотках, намотанных встречно.

торных измерительных мостах непосредственно в указанном виде или же превращаются в конкретных мостовых цепях в различные более сложные структуры индуктивно связанных плечевых элементов. Последнее достигается путем применения вспомогательных транс-

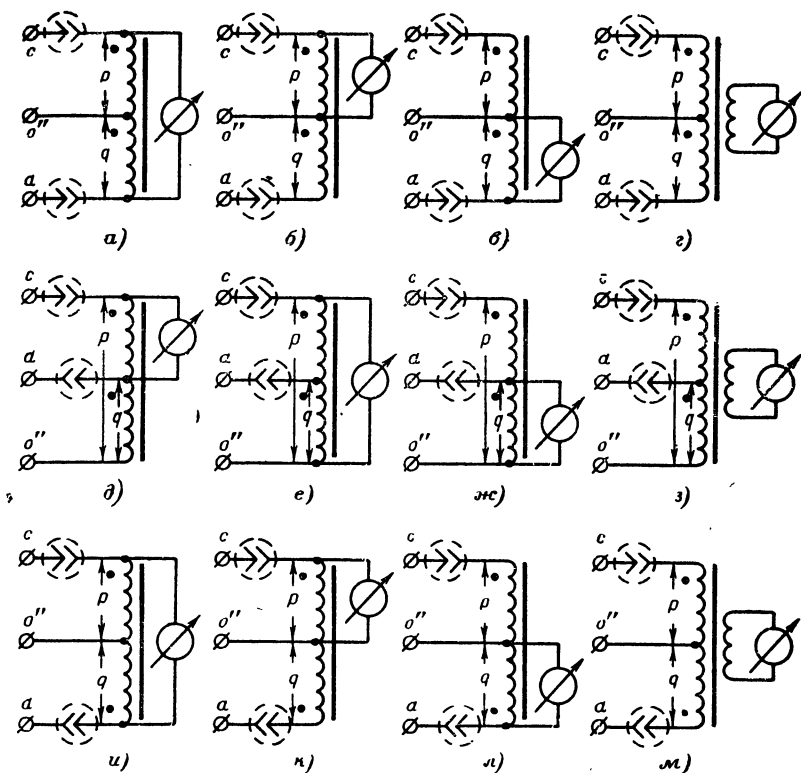


Рис. 1-3.

форматоров с тесной индуктивной связью, соединяемых электрически с основными плечевыми элементами и выполняющих функции соответственно трансформаторов напряжения или трансформаторов тока. Как увидим ниже (см. гл. 4), энергетические режимы дополнительных индуктивно связанных элементов определяются режимами основных плечевых элементов, к которым дополнительные элементы подключены. Благодаря тесной индуктивной связи вспомогательные трансформаторы также

обладают высокой помехоустойчивостью, что обеспечивает высокую помехоустойчивость сложных индуктивно связанных плечевых элементов в целом, а также необходимую защиту всей мостовой измерительной цепи.

1.3. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И УСЛОВИЯ РАВНОВЕСИЯ ЧЕТЫРЕХПЛЕЧИХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

Четырехплечие трансформаторные измерительные мосты можно построить как на основе плечевых трансформаторов напряжения с тесной связью, так и на основе индуктивно связанных плечевых компараторов токов.

а) Мосты с индуктивно связанными плечами в диагонали источника питания

Принципиальные схемы мостов с индуктивно связанными плечами в диагонали источника питания представлены на рис. 1-4, где TH — плечевой трансформатор

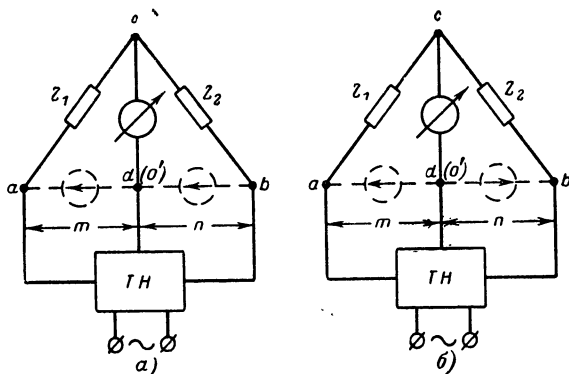


Рис. 1-4.

тор напряжения с тесной связью; Z_1 и Z_2 — соответственно сопротивление Z_x плеча с исследуемым объектом и сопротивление Z_o плеча с образцовыми элементами, причем может быть $Z_1 = Z_x$ и $Z_2 = Z_o$ и наоборот. Пунктиром указаны используемые напряжения в мостовых плечах. Схема на рис. 1-4,а предназначена для сравнения сопротивлений Z_x и Z_o одного характера. В качестве

плечевого трансформатора TH в этой схеме в принципе могут быть использованы индуктивно связанные элементы по любой из схем включения, представленных на рис. 1-2, α — $г$. Идеальное условие равновесия моста имеет вид:

$$Z_1 = \frac{m}{n} Z_2. \quad (1.4)$$

Схема на рис. 1-4, $б$ позволяет сравнивать величины Z_x и Z_o противоположного характера. В ней в качестве трансформатора TH могут быть в принципе использованы тесно связанные плечи по любой из схем включения, представленных на рис. 1-2, δ — $м$. Идеальное условие равновесия моста имеет вид:

$$Z_1 = -\frac{m}{n} Z_2. \quad (1.5)$$

Очевидно, что в качестве Z_x может выступать или непосредственно полное сопротивление некоторого исследуемого двухполюсника, или некоторая двухполюсная комбинация исследуемого комплексного сопротивления и образцовых сопротивлений (проводимостей), или подключенное к зажимам a и c частичное сопротивление исследуемого пассивного многополюсника при условии подключения других узлов этого многополюсника к зажиму d мостовой цепи [Л. 146]. В качестве Z_x может, наконец, выступать некоторое эквивалентное частичное сопротивление сложного многополюсника, содержащего исследуемый объект и образцовые сопротивления, внешние три узла которого подсоединены к мостовым зажимам a , c и d . Подобным образом в качестве Z_o может также выступать или образцовый двухполюсник, или двухполюсная комбинация образцовых сопротивлений (проводимостей), или, наконец, частичное сопротивление некоторой многополюсной комбинации образцовых сопротивлений, внешние три узла которой подсоединены к мостовым зажимам b , c и d .

Заметим, что, несмотря на применение в мостовой цепи многополюсных элементов (исследуемого многополюсника, образцового или многополюсника, содержащего и исследуемый объект, и образцовые сопротивления), рассматриваемые мостовые цепи по существу не перестают быть четырехплечими.

Происходит это благодаря тому, что эквивалентные частичные сопротивления, шунтирующие указательную диагональ и мостовые плечи ad и bd , выступают лишь как некоторые помехи или вторичные факторы при сравнении основных величин Z_x и Z_o . Можно сказать, что в данном случае имеет место схемное образование величин Z_x и Z_o , составляющих объект измерения и плечо сравнения четырехплечего моста.

Укажем также, что уравнивание мостов может производиться как изменением величин Z_x и Z_o , так и изменением витков m и n . Выбор того или иного способа уравнивания зависит от многих факторов, учитываемых особо в каждом конкретном случае.

Наличие остаточных параметров индуктивно связанных плечевых элементов (неидеальность связи, активные сопротивления обмоток) приводит к тому, что как четырехплечие мосты по схеме на рис. 1-4,а так и мосты по схеме на рис. 1-4,б при различных включениях элементов ТН могут существенно различаться по метрологическим характеристикам, в частности по погрешности измерений. При этом наименее критичными к влиянию остаточных параметров являются четырехплечие мосты для сравнения одинаковых по характеру сопротивлений

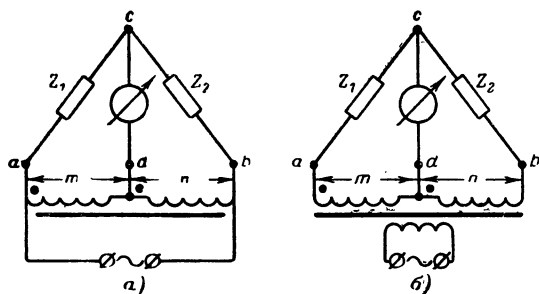


Рис. 1-5.

Z_x и Z_o (см. рис. 1-4,а) с включением ТН по схемам на рис. 1-2,а или г. Схемы этих мостов показаны на рис. 1-5. Условия равновесия мостов идентичны, хотя исходные уравнения равновесия неодинаковы. Действительно, допуская неидеальность индуктивной связи ($k < 1$) и учитывая соотношения (1-1) и (1-2), а также активные сопротивления R_m и R_n обмоток с числом вит-

ков m и n , получим следующее уравнение равновесия для моста на рис. 1-5,а:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_m + j\omega L [m^2 k + m(1-k)] + j\omega L m n k}{R_n + j\omega L [n^2 k + n(1-k)] + j\omega L m n k},$$

или

$$Z_1 = \frac{m}{n} Z_2 \frac{m + j\omega L [(m+n-1)k + 1]}{\frac{R_n}{n} + j\omega L [(m+n-1)k + 1]}. \quad (1-6)$$

В то же время для моста на рис. 1-5,б при тех же допущениях имеем уравнение равновесия

$$\frac{Z_1 + R_m + j\omega L m(1-k)}{Z_2 + R_n + j\omega L n(1-k)} = \frac{m}{n},$$

или

$$Z_1 = \frac{m}{n} \left(Z_2 + R_n - \frac{n}{m} R_m \right). \quad (1-6a)$$

Очевидно, однако, что в обоих случаях для обеспечения равенства отношения сопротивлений Z_1/Z_2 отношению чисел витков m/n необходимо выполнение условия

$$\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}. \quad (1-7)$$

Таким образом, условиями равновесия рассматриваемых мостов (рис. 1-5,а и б) являются соотношения (1-4) и (1-7) независимо от значения коэффициента k . Очевидно, что выполнение условия (1-7) для индуктивно связанных плеч, которые изготовлены в виде обмоток, наматываемых на общий магнитопровод проводом одинакового диаметра, достигается практически без каких-либо специальных мероприятий. Для других видов индуктивно связанных плеч должны быть предприняты специальные меры для выполнения этого условия.

Заметим, что из возможности обеспечения равновесия мостов по схемам, приведенным на рис. 1-5, при любых значениях коэффициента индуктивной связи k и любых значениях сопротивлений R_m и R_n , удовлетворяющих условию (1-7), отнюдь не следует, что в этих мостах нет необходимости ни в тесной индуктивной связи, ни в особо малых по величине активных сопротивлений R_m и R_n индуктивных плеч. Как будет видно из дальнейшего, и тесная связь, и малые активные сопро-

Условия равновесия четырехплечих мостов с трансформаторами напряжения

Схема моста по рис. 1-4	Схема включения ТН по рис. 1-2	Условие равновесия моста при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч
а	а	$Z_1 = \frac{m}{n} Z_2 \left[\frac{nR_m + j \frac{n}{m} (m+n) \omega L_m}{mR_n + j \frac{n}{m} (m+n) \omega L_m} \right]$
	б	$Z_1 = \frac{m}{n} \left[(Z_2 + R_n) (1 - j\delta_m) + \left(\frac{n}{m} \right)^2 R_m \right]$
	в	$Z_1 = \frac{m}{n} \left(\frac{Z_2 - \frac{m}{n} R_n}{1 - j\delta_n} - \frac{n}{m} R_m \right)$
	г	$Z_1 = \frac{m}{n} \left(Z_2 + R_n - \frac{n}{m} R_m \right)$
б	д	$Z_1 = -\frac{m}{n} Z_2 \left[1 - j\delta_m \left(\frac{1 - \frac{R_n}{R_m}}{1 - \frac{n}{m}} \right) \right]$
	е	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left[\frac{Z_2 (1 - j\delta_m) + \left(1 - \frac{n}{m} \right) \left(R_n - \frac{n}{m} R_m \right)}{1 - j \frac{n}{m} \delta_n} + \frac{n}{m} (R_m - R_n) \right]$
	ж	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left[\frac{Z_2 \left(1 - j \frac{n}{m} \delta_n \right) + \frac{m}{n} \left(1 - \frac{n}{m} \right)^2 R_n}{1 - j\delta_n} + \frac{n}{m} (R_m - R_n) \right]$

Схема моста по рис. 1-4	Схема включения ТН по рис. 1-2	Условие равновесия моста при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч
б	з	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left[Z_2 + \frac{n}{m} (R_m - R_n) \right]$
	и	$Z_1 = -\frac{m}{n} Z_2 \left[1 - j \frac{\delta_m + \frac{n}{m} \delta_n}{1 - \frac{n}{m} (1 - j \delta_n)} \right]$
	к	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left[(Z_2 + R_n) (1 - j \delta_m) + \left(\frac{n}{m} \right)^2 R_m \right]$
	л	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left(\frac{Z_2 + \frac{m}{n} R_n}{1 - j \delta_n} + \frac{n}{m} R_m \right)$
	м	$Z_1 = -\frac{m}{n} \left(Z_2 + R_n + \frac{n}{m} R_m \right)$

тивления обмоток чрезвычайно необходимы, в частности для обеспечения высокой помехоустойчивости моста к паразитным шунтирующим влияниям.

Для четырехплечих мостов с другими включениями ТН условия равновесия рассмотрим, учитывая только влияние активных сопротивлений R_m и R_n индуктивных обмоток и полагая связь между обмотками идеальной. Такое упрощение существенно облегчает получение условий равновесия, позволяя в то же время полноценно вскрыть качественную сторону влияния на эти условия неидеальности индуктивных плеч. Вместе с тем указанное упрощение и вполне практически допустимо, поскольку существующими технологическими и схемными способами в настоящее время можно обеспечить весьма близкую к идеальной связь между индуктивными плечами (см. гл. 3). Полученные с учетом указанных предположений условия равновесия, найденные любым известным способом расчета цепей, для мостов на

рис. 1-4, а и б с включением ТН по всем схемам, указанным на рис. 1-2, приведены в табл. 1-1, где $\delta_m = R_m/\omega L_m$ и $\delta_n = R_n/\omega L_n$. Как видно из выражений, приведенных в табл. 1-1, в четырехплечих мостах с включением ТН по схемам на рис. 1-2, б, в и д — погрешность от влияния активных сопротивлений R_m и R_n индуктивных обмоток принципиально неустранима; ее уменьшения можно добиться лишь уменьшением этих сопротивлений.

б) Мосты с индуктивно связанными плечами в диагонали указателя равновесия

Принципиальные схемы мостов представлены на рис. 1-6, где KT — плечевой компаратор токов с тесной связью; Z_1 и Z_2 — сравниваемые сопротивления (Z_x и Z_0), а пунктиром указаны сравниваемые токи, протекающие по обмоткам cb и db компаратора, имеющим

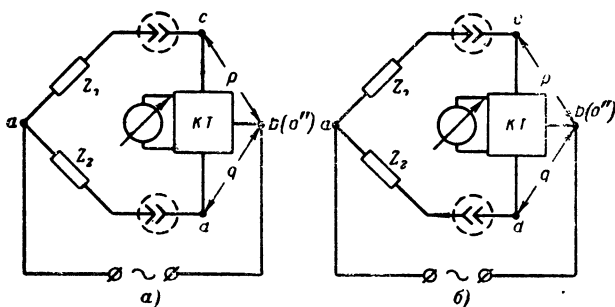


Рис. 1-6.

p и q витков. Схема на рис. 1-6, а предназначена для сравнения сопротивлений Z_x и Z_0 одного характера. В качестве плечевого компаратора KT в этой схеме в принципе могут быть использованы индуктивно связанные элементы по любой из схем включения, представленных на рис. 1-3, а—г. Идеальное условие равновесия моста имеет вид:

$$Z_1 = \frac{p}{q} Z_2. \quad (1-8)$$

Схема на рис. 1-6, б позволяет сравнивать противоположные по характеру сопротивления Z_x и Z_0 . В ней в качестве компаратора KT могут быть в принципе ис-

пользованы тесно связанные плечи по любой из схем включения, представленных на рис. 1-3, δ —м. Идеальное условие равновесия моста имеет вид:

$$Z_1 = -\frac{p}{q} Z_2. \quad (1-9)$$

В качестве Z_x и Z_o в схемах на рис. 1-6 могут выступать такие же различные величины (полные сопротивления двухполюсников или частичные сопротивления многополюсников), как и в рассмотренных выше схемах на рис. 1-4.

В реальных условиях (неидеальная связь, наличие активных сопротивлений обмоток) четырехплечие мосты с индуктивно связанными плечами в диагонали указателя равновесия по схемам на рис. 1-6 и при различных включениях элементов KT могут существенно различаться по погрешности измерения и другим метро-

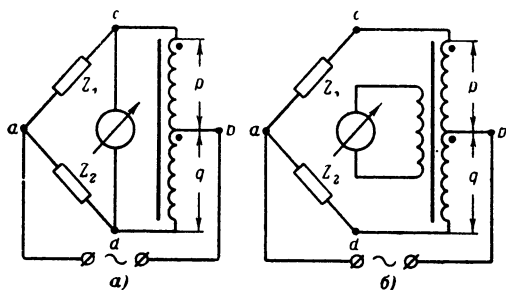


Рис. 1-7.

логическим характеристикам. При этом наименее критичными к влиянию остаточных параметров являются мосты для сравнения одинаковых по характеру сопротивлений Z_x и Z_o (рис. 1-6, a) с включением KT по схеме на рис. 1-3, a или z . Схемы этих мостов показаны на рис. 1-7.

Составим уравнения равновесия обеих схем, допуская неидеальность индуктивной связи ($k < 1$) и учитывая соотношения (1-1) и (1-2), а также активные сопротивления R_p и R_q обмоток с числами витков p и q . Очевидно, что для моста на рис. 1-7, a получим:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \frac{R_p + j\omega L [p^2 k + p(1-k)] + j\omega L p q k}{R_q + j\omega L [q^2 k + q(1-k)] + j\omega L p q k},$$

или

$$Z_1 = \frac{p}{q} Z_2 \frac{\frac{R_p}{p} + j\omega L [(p+q-1)k+1]}{\frac{R_q}{q} + j\omega L [(p+q-1)k+1]}. \quad (1-10)$$

Для моста на рис. 1-7,б найдем:

$$\frac{Z_1 + R_p + j\omega L p (1-k)}{Z_2 + R_q + j\omega L q (1-k)} = \frac{p}{q},$$

или

$$Z_1 = \frac{p}{q} \left(Z_2 + R_q - \frac{q}{p} R_p \right). \quad (1-10a)$$

Легко видеть, что в обоих случаях для обеспечения равенства отношения сопротивлений Z_1/Z_2 отношению чисел витков p/q необходимо выполнение условия

$$\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}. \quad (1-11)$$

Таким образом, как и у рассмотренных выше мостов, несмотря на неодинаковость исходных уравнений равновесия обоих мостов (рис. 1-7,а и б), условия их равновесия идентичны; ими являются соотношения (1-8) и (1-11) независимо от значения коэффициента k . Выполнение условия (1-11) достигается так же, как и выполнение условия (1-7). Неидеальность коэффициента k , равно как и наличие сопротивлений R_p и R_q , удовлетворяющих условию (1-11), не влияющие на равновесие самого моста, становятся существенным препятствием в случае стремления к другим высоким характеристикам цепи (в частности, помехоустойчивости и чувствительности).

В отличие от мостов на рис. 1-7 в мостах на рис. 1-6 с включением KT по схемам на рис. 1-3,б, в и д—м неидеальность k и наличие R_p и R_q оказывают заметное влияние непосредственно на равновесие самого моста. Как видно из табл. 1-2, где приведены условия равновесия указанных мостов с учетом влияния R_p и R_q , обусловленная ими погрешность становится равной нулю во всех указанных мостах лишь при условии $R_p = R_q = 0$

Условия равновесия четырехплечих мостов с компараторами токов

Схема моста по рис. 1-6	Схема включения КТ по рис. 1-3	Условие равновесия моста при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч
а	а	$Z_1 = \frac{p}{q} Z_2 \left[\frac{qR_p + j \frac{q}{p} (p+q) \omega L_p}{pR_q + j \frac{q}{p} (p+q) \omega L_p} \right]$
	б	$Z_1 = \frac{p}{q} \left[(Z_2 + R_q) (1 - j\delta_p) + \left(\frac{q}{p} \right)^2 R_p \right]$
	в	$Z_1 = \frac{p}{q} \left(\frac{Z_2 - \frac{p}{q} R_q}{1 - j\delta_q} - \frac{q}{p} R_p \right)$
	г	$Z_1 = \frac{p}{q} \left(Z_2 + R_q - \frac{q}{p} R_p \right)$
б	д	$Z_1 = -\frac{p}{q} Z_2 \left[1 - j\delta_p \left(\frac{1 - \frac{R_q}{R_p}}{1 - q/p} \right) \right]$
	е	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left[\frac{Z_2 (1 - j\delta_p) + \left(1 - \frac{q}{p} \right) \left(R_q - \frac{q}{p} R_p \right)}{1 - j \frac{q}{p} \delta_q} + \frac{q}{p} (R_p - R_q) \right]$
	жс	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left[\frac{Z_2 \left(1 - j \frac{q}{p} \delta_q \right) + \frac{p}{q} \left(1 - \frac{q}{p} \right)^2 R_q}{1 - j\delta_q} + \frac{q}{p} (R_p - R_q) \right]$

Схема моста по рис. 1-6	Схема включения КТ по рис. 1-3	Условие равновесия моста при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч
б	з	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left[Z_2 + \frac{q}{p} (R_p - R_q) \right]$
	и	$Z_1 = -\frac{p}{q} Z_2 \left[1 - j \frac{\delta_p + \frac{q}{p} \delta_q}{1 - \frac{q}{p} (1 - j \delta_q)} \right]$
	к	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left[(Z_2 + R_q) (1 - j \delta_p) + \left(\frac{q}{p} \right)^2 R_p \right]$
	л	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left(\frac{Z_2 + \frac{p}{q} R_q}{1 - j \delta_q} + \frac{q}{p} R_p \right)$
	м	$Z_1 = -\frac{p}{q} \left(Z_2 + R_q + \frac{q}{p} R_p \right)$

(в табл. 1-2 $\delta_p = R_p / \omega L_p$ и $\delta_q = R_q / \omega L_q$). Аналогичное положение имеет место и для индуктивностей рассеяния.

Следовательно, если сопротивления Z_x и Z_o , однородные по характеру, можно с помощью четырехплечих мостов на рис. 1-4 и 1-6 сравнивать с весьма высокой точностью, то при сопротивлениях Z_x и Z_o противоположного характера обеспечить высокую точность их сравнения с помощью этих мостов несколько труднее (если, конечно, не прибегать к специальным методам исключения погрешности, измерениям по методу замещения и т. п.).

Из сопоставления формул, приведенных в табл. 1-1 и 1-2, видно, что каждой формуле в табл. 1-1 соответствует тождественная ей по структуре формула в табл. 1-2. Это означает, что каждому четырехплечему мосту с плечевым трансформатором напряжения отвечает одинаковый с ним по погрешностям четырехплечий мост с компаратором токов, что позволяет окончательный выбор одного из них осуществлять на основе каких-либо дополнительных соображений (например, по требуемой чувствительности и т. п.).

1-4. ПРИНЦИПИАЛЬНЫЕ СХЕМЫ И УСЛОВИЯ РАВНОВЕСИЯ ДВОЙНЫХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

а) Обобщенные принципиальные схемы мостов

Необходимость существенного расширения пределов измерений при использовании неизменных или изменяющихся в сравнительно небольшом диапазоне образцовых сопротивлений, образующих величину Z_o , а также величину Z_x , привела к построению двойных трансформаторных измерительных мостов.

Простейшие двойные трансформаторные измерительные мосты строятся на основе определенных сочетаний плечевых трансформаторов напряжения и компараторов токов. Обобщенные принципиальные схемы таких мостов представлены на рис. 1-8, где сохранены все прежние условные обозначения. Трансформаторы напряжения и компараторы токов могут включаться в этих мостах в соответствии со схемами, приведенными на рис. 1-2 и 1-3. Мосты, представленные на рис. 1-8,а и б, предназначены для сравнения Z_x и Z_o , одинаковых по характеру, а мосты на рис. 1-8,в и г предназначены для сравнения Z_x и Z_o противоположного характера. Идеальные условия равновесия имеют вид:

1) для мостов на рис. 1-8,а и б

$$Z_1 = \frac{mp}{nq} Z_2; \quad (1-12)$$

2) для мостов на рис. 1-8,в и г

$$Z_1 = - \frac{mp}{nq} Z_2. \quad (1-13)$$

В качестве Z_x и Z_o могут выступать те же объекты, что и в рассмотренных выше (см. § 1-3) четырехплечих мостах.

Нетрудно видеть, что на основе обобщенных схем на рис. 1-8 и схем включения ТН и КТ, приведенных на рис. 1-2 и 1-3, можно построить 64 варианта схем простейших двойных трансформаторных мостов для сравнения Z_x и Z_o , одинаковых по характеру, и 80 вариантов схем двойных мостов для сравнения Z_x и Z_o противо-

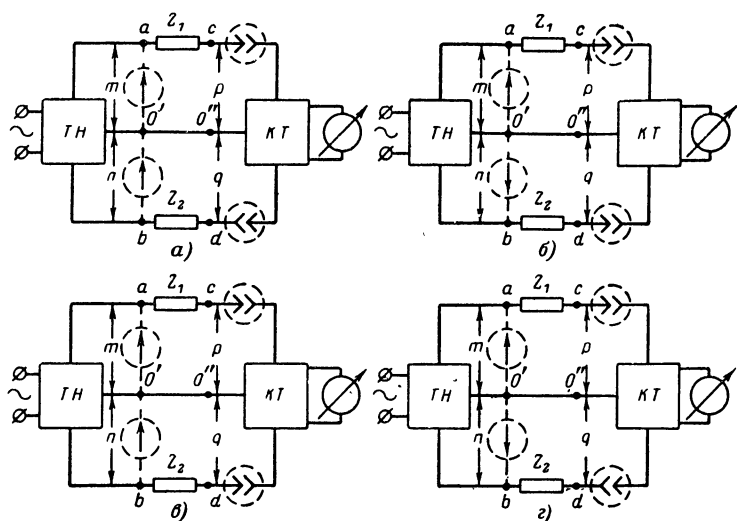


Рис. 1-8.

положного характера. Естественно, что далеко не все из них в одинаковой степени работоспособны. Тем не менее число практически приемлемых схем оказывается значительно большим, чем для четырехплечих мостов.

б) Мосты для сравнения величин одинакового характера

Наибольшее распространение получили двойные трансформаторные мосты для сравнения одинаковых по характеру Z_x и Z_o , получаемые на основе обобщенных схем (рис. 1-8, а и б) путем включения ТН и КТ по схемам на рис. 1-2 (или 1-3), а, г, е, з, и и м. Рассмотрим условия равновесия этих схем, учитывая влияние активных сопротивлений R_m , R_n , R_p и R_q индуктивных обмоток и предполагая, что индуктивная связь обмоток идеальна (как уже указывалось, активные сопротивления обмоток являются наиболее существенным фактором, затрудняющим обеспечение равенства отношения сравниваемых сопротивлений отношению чисел витков обмоток).

На рис. 1-9 приведены четыре схемы двойных трансформаторных мостов с трансформаторным подключением источника питания и указателя равновесия к из-

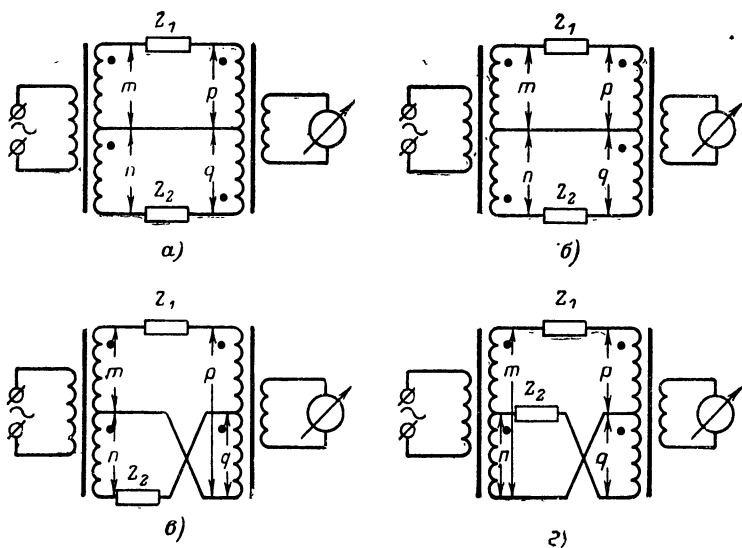


Рис. 1-9.

мерительной цепи. Уравнение равновесия мостов на рис. 1-9, а и б имеет вид:

$$\frac{Z_1 + R_m + R_p}{Z_2 + R_n + R_q} = \frac{mp}{nq}, \quad (1-14)$$

откуда видно, что идеальное равенство (1-12) можно получить при выполнении условия

$$\frac{R_m + R_p}{R_n + R_q} = \frac{mp}{nq}. \quad (1-15)$$

Если же между R_m , R_n и R_p , R_q обеспечить соотношения (1-7) и (1-11), достигаемые наиболее просто технологически, то из (1-14) получим:

$$Z_1 = \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{q}{p}\right) R_n + \left(1 - \frac{n}{m}\right) R_q \right]; \quad (1-16)$$

при этом влияние активных сопротивлений обмоток на соотношение между Z_x и Z_o исключается лишь в том частном и представляющем наименьший практический интерес случае, когда $q=p$ и $n=m$.

Уравнение равновесия моста на рис. 1-9,в имеет вид:

$$\frac{Z_1 + R_m + R_p - \frac{p}{q} R_q}{Z_2 + R_n + R_q - \frac{q}{p} R_q} = \frac{mp}{nq}, \quad (1-17)$$

и, следовательно, идеальное равенство (1-12) можно обеспечить лишь при выполнении условия

$$\frac{R_m + R_p - \frac{p}{q} R_q}{R_n + \left(1 - \frac{q}{p}\right) R_q} = \frac{mp}{nq}. \quad (1-18)$$

При обеспечении соотношений (1-7) и (1-11) из (1-17) найдем:

$$Z_1 = \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{q}{p}\right) (R_n + R_q) \right] \quad (1-19)$$

с вытекающим отсюда выводом о возможности исключения влияния активных сопротивлений обмоток на соотношение между Z_x и Z_o лишь в частном случае, когда $p=q$ и двойной мост (на рис. 1-9,в) практически превращается в четырехплечий (см. рис. 1-5,б) с подключением указателя к соответствующей диагонали измерительной цепи моста через трансформатор.

Подобным образом из уравнения равновесия моста на рис. 1-9,г

$$\frac{Z_1 + R_m + R_p - \frac{m}{n} R_n}{Z_2 + R_n + R_q - \frac{n}{m} R_n} = \frac{mp}{nq} \quad (1-20)$$

видим, что равенство (1-12) обеспечивается лишь при выполнении условия

$$\frac{R_m + R_p - \frac{m}{n} R_n}{\left(1 - \frac{n}{m}\right) R_n + R_q} = \frac{mp}{nq}. \quad (1-21)$$

При обеспечении соотношений (1-7) и (1-11) из (1-20) найдем:

$$Z_1 = \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{n}{m}\right) (R_n + R_q) \right], \quad (1-22)$$

откуда видно, что влияние активных сопротивлений обмоток на соотношение между Z_x и Z_o исключается при этом лишь в частном случае, когда $m=n$ и двойной мост на рис. 1-9,2 практически превращается в четырехплечий (см. рис. 1-7,б) с подключением источника питания к соответствующей диагонали измерительной цепи моста через трансформатор.

Следует иметь в виду, что одновременное выполнение соотношений (1-7) и (1-11) и одного из условий (1-15), (1-18) и (1-21) физически невозможно, в то время как одновременное выполнение одного из этих соотношений и одного из указанных условий вполне реально и может быть использовано в практике. Более того, как увидим ниже, для ряда двойных мостов выполнение хотя бы одного из соотношений (1-7) и (1-11) или даже обоих этих соотношений является обязательным условием обеспечения в мосте приемлемого соотношения между Z_x и Z_o .

Двойные трансформаторные измерительные мосты, для которых обязательно выполнение одного из соотношений (1-7) и (1-11), приведены на рис. 1-10. Уравнения равновесия этих мостов при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч приведены в табл. 1-3, где для сокращения записи формул приняты следующие условные обозначения:

$$\left. \begin{aligned} Z_{mp} &= Z_1 + R_m + R_p; & Z_{nq} &= Z_2 + R_n + R_q; \\ x_{mn} &= \left(\frac{m}{p} + \frac{n}{q} \right) x_T; & x_T &= \frac{\omega L_m}{m^2} = \frac{\omega L_n}{n^2}; \\ x_{pq} &= \left(\frac{p}{m} + \frac{q}{n} \right) x_K; & x_K &= \frac{\omega L_p}{p^2} = \frac{\omega L_q}{q^2}. \end{aligned} \right\} \quad (1-23)$$

В табл. 1-3 указаны обязательные соотношения активных сопротивлений обмоток, предопределяющие практическую приемлемость соотношений между Z_x и Z_o , а также дополнительные соотношения, необходимые для обеспечения идеального условия равновесия (1-12). Кроме того, указано, какой вид имеет соотношение между Z_x и Z_o при одновременном выполнении соотношений (1-7) и (1-11). Очевидно, что необходимость обязательного выполнения в двойных мостах на рис. 1-10 одного из соотношений (1-7) или (1-11) существенно сужает возможности рационального выбора параметров этих мостов.

Еще большие ограничения свойственны двойным мостам, приведенным на рис. 1-11. Уравнения их равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч приведены в табл. 1-4, где

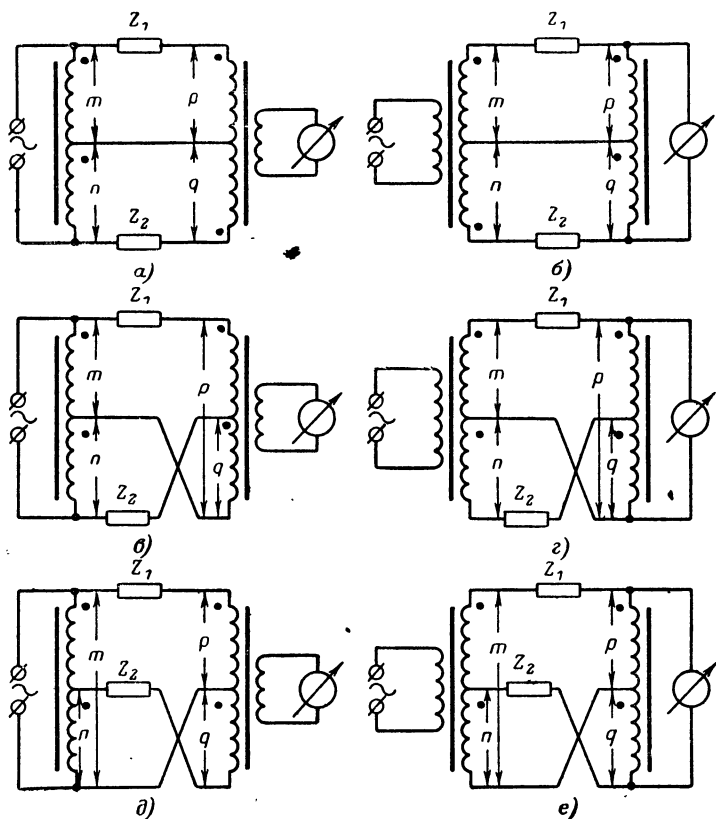


Рис. 1-10.

в дополнение к принятым условным обозначениям [см. формулы (1-23)] введены следующие:

$$\left. \begin{aligned} \beta_{mp} &= (m + an) \frac{x_r}{p}; & \beta_{nq} &= \left(\frac{m}{a} + n \right) \frac{x_r}{q}; \\ \gamma_{mp} &= p(p - aq) x_k; & \gamma_{nq} &= q \left(q - \frac{p}{a} \right) x_k, \end{aligned} \right\} \quad (1-24)$$

Таблица 1-3

Уравнения и условия равновесия двойных трансформаторных измерительных мостов, приведенных на рис. 1-10, при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч

Схема моста по рис. 1-10	Уравнение равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток	Обязательные соотношения активных сопротивлений обмоток	Дополнительное соотношение, необходимое для обеспечения идеального равновесия	Условия равновесия при одновременном выполнении соотношений (1-7) и (1-11)
а	$\frac{Z_{mp} + impx_{mn}}{Z_{nq} + jnqx_{mn}} = \frac{p}{q} \left[\frac{R_m + im(m+n)x_r}{R_n + jn(m+n)x_r} \right]$	$\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$	$R_p = \frac{mp}{nq} \left[R_q + \left(1 - \frac{q}{p}\right) R_n \right]$	Формула (1-16)
б	$\frac{Z_{mp} + impx_{pq}}{Z_{nq} + jnqx_{pq}} = \frac{m}{n} \left[\frac{R_p + ip(p+q)x_r}{R_q + iq(p+q)x_r} \right]$	$\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}$	$\frac{R_m + R_p}{R_n + R_q} = \frac{mp}{nq} \text{ или } R_m = \frac{mp}{nq} \left[R_n + \left(1 - \frac{n}{m}\right) R_q \right]$	
в	$\frac{Z_{mp} - \frac{p}{q} R_q + impx_{mn}}{Z_{nq} - \frac{q}{p} R_q + jnqx_{mn}} = \frac{p}{q} \times \left[\frac{R_m + im(m+n)x_r}{R_n + jn(m+n)x_r} \right]$	$\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$	$R_p = \frac{p}{q} \left[R_q + \frac{m}{q} \left(1 - \frac{q}{p}\right) (R_n + R_q) \right]$	Формула (1-19)

Схема моста по рис. 1-10	Уравнение равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток	Обязательные соотношения активных сопротивлений обмоток	Дополнительное соотношение, необходимое для обеспечения идеального равновесия	Условия равновесия при одновременном выполнении соотно- шений (1-7) и (1-11)
2	$\frac{Z_{mp} + \frac{m}{n} R_q + j m p x_{pq}}{Z_{nq} + \frac{n}{m} R_q + j n q x_{pq}} = \frac{m}{n} \left[\frac{R_p + j p^2 x_x}{R_q + j q p x_x} \right]$	$\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}$	$R_m = \frac{m p}{n q} \left[R_q + \left(1 - \frac{q}{p} \right) R_q \right]$	Формула (1-19)
3	$\frac{Z_{mp} + \frac{p}{q} R_n + j m p x_{mn}}{Z_{nq} + \frac{q}{p} R_n + j n q x_{mn}} = \frac{p}{q} \left[\frac{R_m + j m^2 x_x}{R_n + j n m x_x} \right]$	$\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$	$R_p = \frac{m p}{n q} \left[R_q + \left(1 - \frac{n}{m} \right) R_n \right]$	Формула (1-22)
e	$\frac{Z_{mp} - \frac{m}{n} R_n + j m p x_{pq}}{Z_{nq} - \frac{n}{m} R_n + j n q x_{pq}} = \frac{m}{n} \left[\frac{R_p + j p (p+q) x_x}{R_q + j q (p+q) x_x} \right]$	$\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}$	$R_m \frac{m}{n} \left[R_n + \frac{p}{q} \left(1 - \frac{n}{m} \right) (R_n + R_q) \right]$	

причем параметр α определяется самостоятельно для каждой схемы моста в отдельности и указан в таблице. Легко видеть, что при $\alpha = p/q$ имеем: $\beta_{mp} = \beta_{nq} = x_{mn} = \left(\frac{m}{p} + \frac{n}{q}\right) x_{\tau}$ и $\gamma_{mp} = \gamma_{nq} = 0$.

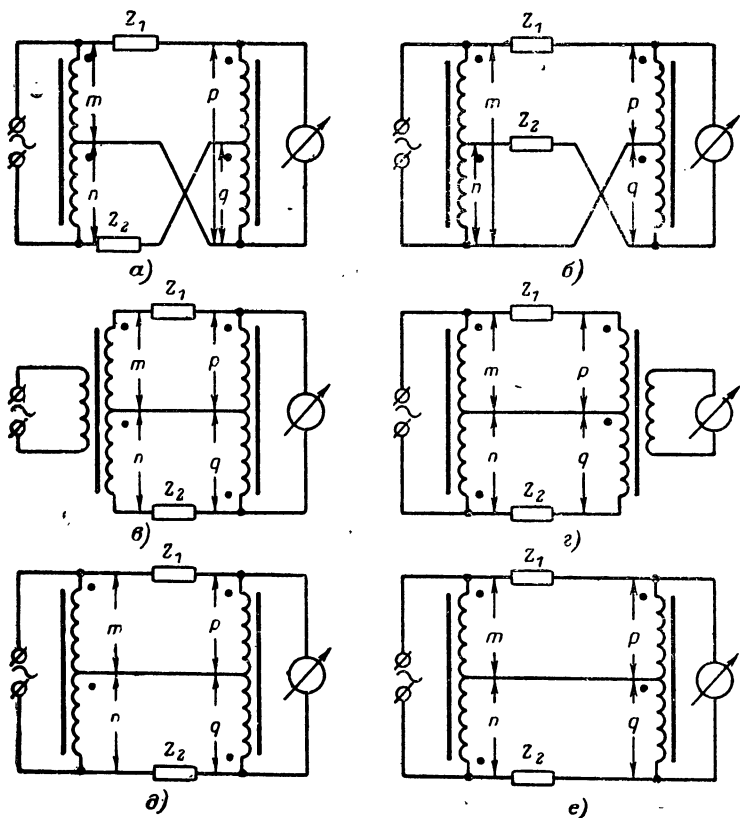


Рис. 1-11.

В табл. 1-4 указаны обязательные соотношения активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч, обязательные значения этих сопротивлений и дополнительные соотношения между сопротивлениями, а также приведены условия равновесия мостов в случае соответствия активных сопротивлений обмоток обязательным и дополнительным условиям. Из охарактеризованных в табл. 1-4 схем практически наиболее рабо-

Таблица 1-4.

Уравнения и условия равновесия двойных трансформаторных измерительных мостов, приведенных на рис. 1-11, при учете влияния активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч

Схема моста по рис. 1-11	Уравнение равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток	Обязательные соотношения и значения активных сопротивлений обмоток	Дополнительное соотношение активных сопротивлений обмоток	Условие равновесия в случае соответствия активных сопротивлений обмоток обязательным и дополнительному условию
а	$\frac{Z_{mp} - \alpha R_q + im p \beta_{mp} + i \gamma_{mp}}{Z_{nq} - \frac{R_q}{\alpha} + in q \beta_{nq} + i \gamma_{nq}} = \alpha \left[\frac{R_m + im(m+n)x_x}{R_n + in(m+n)x_x} \right];$ $\alpha = \frac{R_p + ip^2 x_x}{R_q + iq p x_x}$			Формула (1-19)
б	$\frac{Z_{mp} + \alpha R_n + im p \beta_{mp} + i \gamma_{mp}}{Z_{nq} + \frac{R_n}{\alpha} + in q \beta_{nq} + i \gamma_{nq}} = \alpha \left[\frac{R_m + im^2 x_x}{R_n + in m x_x} \right];$ $\alpha = \frac{R_p + ip(p+q)x_x}{R_q + iq(p+q)x_x}$		$\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q};$ $\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$	Не требуется Формула (1-22)

Схема моста по рис. 1-11	Уравнение равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток	Обязательные соотношения и значения активных сопротивлений обмоток	Дополнительное соотношение сопротивлений обмоток	Условие равновесия в случае соответствия активных сопротивлений обмоток обязательным и дополнительно условиям
8	$\frac{Z_{mp} + j m p x_{pq}}{Z_{nq} + j n q x_{pq}} = \frac{m}{n} \left[\frac{R_p + j p (p + q) x_n}{-R_q + j q (p + q) x_n} \right]$	$R_p = R_q = 0$	$\frac{R_m}{R_n} = \frac{m p}{n q}$ $\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$	<p>Формула (1-12)</p> $Z_1 = \frac{m p}{n q} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{q}{p} \right) R_n \right]$
2	$\frac{Z_{mp} + j m p x_{mn}}{Z_{nq} + j n q x_{mn}} = \frac{p}{q} \left[\frac{R_m + j m (m - n) x_r}{-R_n + j n (m - n) x_r} \right]$	$R_m = R_n = 0$	$\frac{R_p}{R_q} = \frac{m p}{n q}$ $\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}$	<p>Формула (1-12)</p> $Z_1 = \frac{m p}{n q} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{n}{m} \right) R_q \right]$

Продолжение табл. 1-4

Схема моста по рис. 1-11	Уравнения равновесия при учете влияния активных сопротивлений обмоток	Обязательные соотношения и значения активных сопротивлений обмоток	Дополнитель- ное соотноше- ние активных сопротивлений обмоток	Условие равновесия в случае соответст- вия активных сопро- тивлений обмоток обязательным и до- полнительному условиям
д	$\frac{Z_{mp} + im p \beta_{mp} + j \gamma_{mp}}{Z_{nq} + j n q \beta_{nq} + j \gamma_{nq}} = \alpha \left[\frac{R_m + jm (m+n)}{R_n + jn (m+n)} \frac{x_T}{x_\Sigma} \right];$ $\alpha = \frac{R_p + ip (p-q) \frac{x_\Sigma}{x_n}}{-R_q + iq (p-q) \frac{x_\Sigma}{x_n}}$	$R_p = R_q = 0;$ $\frac{R_m}{R_n} = \frac{m}{n}$		$Z_1 = \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{q}{p} \right) R_n \right]$
е	$\frac{Z_{mp} + im p \beta_{mp} + j \gamma_{mp}}{Z_{nq} + j n q \beta_{nq} + j \gamma_{nq}} = \alpha \left[\frac{R_m + jm (m-n)}{-R_n + jn (m-n)} \frac{x_T}{x_\Sigma} \right];$ $\alpha = \frac{R_p + ip (p+q) \frac{x_\Sigma}{x_n}}{-R_q + iq (p+q) \frac{x_\Sigma}{x_n}}$	$R_m = R_n = 0;$ $\frac{R_p}{R_q} = \frac{p}{q}$	Невозможно	$Z_1 = \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{n}{m} \right) R_q \right]$

тоспособны схемы на рис. 1-11, *а* и *б*, которые, однако, не обеспечивают идеального соотношения (1-12) между Z_x и Z_o . Остальные четыре моста, в которых для обеспечения приемлемого соотношения между Z_x и Z_o необходимы нулевые значения активных сопротивлений обмоток одной пары индуктивно связанных плеч, представляются менее интересными.

Таким образом, из рассмотренных наиболее гибкими являются мосты с трансформаторным подключением как источника питания, так и указателя равновесия, допускающие наибольшие возможности в выборе необходимого соотношения между активными сопротивлениями обмоток индуктивно связанных плеч. Если же источник питания или указатель равновесия подключен автотрансформаторно к плечам моста с согласным включением обмоток x и y , то активные сопротивления этих обмоток должны обязательно удовлетворять условию $R_x/R_y = x/y$; подобным образом, если и источник питания, и указатель равновесия подключены автотрансформаторно к согласно включенным плечевым обмоткам, то указанному условию должны удовлетворять в отдельности активные сопротивления R_x и R_y каждой пары обмоток x и y . Если, наконец, мост содержит плечи отношения со встречным включением обмоток, к которым подключен автотрансформаторно источник питания или указатель равновесия, то необходимым становится требование нулевых значений активных сопротивлений этих обмоток, что практически труднодостижимо.

в) Мосты для сравнения величин противоположного характера

Остановимся теперь вкратце на рассмотрении условий равновесия простейших двойных трансформаторных измерительных мостов для сравнения противоположных по характеру сопротивлений Z_x и Z_o , предполагая идеальной индуктивную связь плечевых обмоток и наличие их активных сопротивлений. С этой целью обратимся к схемам трех двойных трансформаторных мостов для сравнения противоположных по характеру сопротивлений с трансформаторным включением источника питания и указателя равновесия, представленным на рис. 1-12, поскольку эти мосты допускают наибольшие

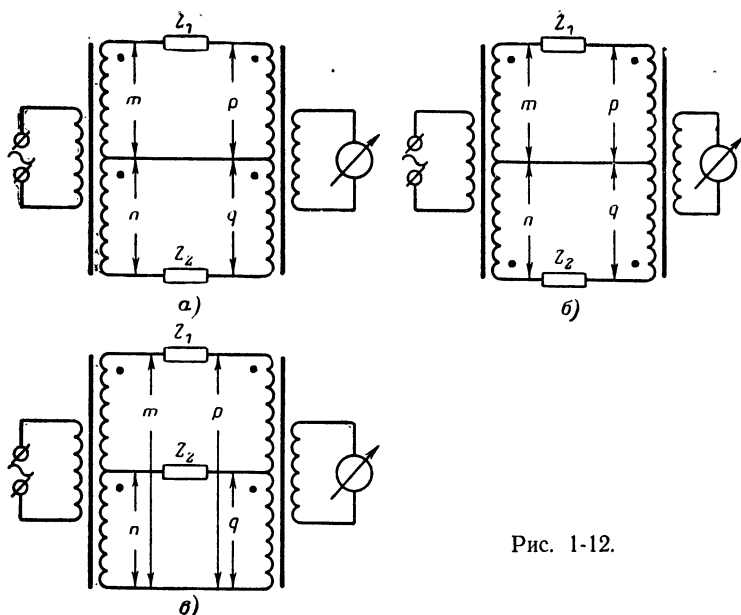


Рис. 1-12.

возможности в выборе соотношений между активными сопротивлениями обмоток индуктивно связанных плеч.

Уравнение равновесия мостов на рис. 1-12,а и б имеет вид:

$$\frac{Z_1 + R_m + R_p}{Z_2 + R_n + R_q} = -\frac{mp}{nq}, \quad (1-25)$$

откуда видно, что идеальное равенство (1-13) могло бы иметь место лишь при выполнении условия

$$\frac{R_m + R_p}{R_n + R_q} = -\frac{mp}{nq}, \quad (1-26)$$

что физически невозможно. Поэтому практически приходится принимать во внимание следующее вытекающее непосредственно из (1-25) условие равновесия этих мостов:

$$Z_1 = -\frac{mp}{nq} \left[Z_2 + R_n + R_q + \frac{nq}{mp} (R_m + R_p) \right]. \quad (1-27)$$

Для моста на рис. 1-12,в уравнение равновесия имеет вид:

$$\frac{Z_1 + R_m + R_p}{Z_2 + (R_n + R_q) \left(1 - \frac{q}{p} - \frac{n}{m} \right)} = -\frac{mp}{nq}, \quad (1-28)$$

откуда видно, что идеальное равенство (1-13) может иметь место лишь при условии

$$\frac{R_m + R_p}{R_n + R_q} = - \left(1 - \frac{q}{p} - \frac{n}{m} \right) \frac{mp}{nq}. \quad (1-29)$$

Легко показать, что это условие также физически невыполнимо. Действительно, поскольку $(R_m + R_p) > (R_n + R_q)$, предположение выполнимости условия (1-29) тождественно предположению выполнимости неравенства

$$- \left(1 - \frac{n}{m} - \frac{q}{p} \right) \frac{mp}{nq} > 1,$$

откуда $(m-n)(q-p) > 0$, что невозможно, так как $m > n$ и $p > q$. Поэтому практически для моста на рис. 1-12,в приходится использовать лишь вытекающее непосредственно из (1-28) следующее условие равновесия:

$$Z_1 = - \frac{mp}{nq} \left[Z_2 + \left(1 - \frac{n}{m} - \frac{q}{p} \right) (R_n + R_q) + \frac{nq}{mp} (R_m + R_p) \right]. \quad (1-30)$$

Очевидно, что в мостах для сравнения противоположных по характеру сопротивлений Z_x и Z_o (см. рис. 1-8,в и г) с включением ТН и КТ по другим схемам (см. рис. 1-2 и 1-3) возможности уменьшения влияния активных сопротивлений обмоток на условие равновесия принципиально не улучшаются.

Следовательно, если в двойных мостах для сравнения одинаковых по характеру сопротивлений Z_x и Z_o имеется возможность не стремиться особенно к существенному уменьшению активных сопротивлений обмоток индуктивно связанных плеч, поскольку можно уменьшать влияние этих сопротивлений на условие равновесия путем выбора соответствующих соотношений между ними, то в двойных мостах для сравнения противоположных по характеру сопротивлений Z_x и Z_o максимально возможное уменьшение активных сопротивлений обмоток связанных плеч представляет весьма существенный фактор повышения точности измерения.

1.5. ОСНОВЫ ПОСТРОЕНИЯ И ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ МНОГОПЛЕЧИХ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

Рассмотренные выше четырехплечие и двойные трансформаторные измерительные мосты (см. § 1-3 и 1-4) отличаются тем, что, помимо индуктивно связанных плеч отношения, они содержат лишь два других плеча, одно из которых представляет собой объект измерения Z_x , а другое — плечо сравнения Z_0 . Напомним

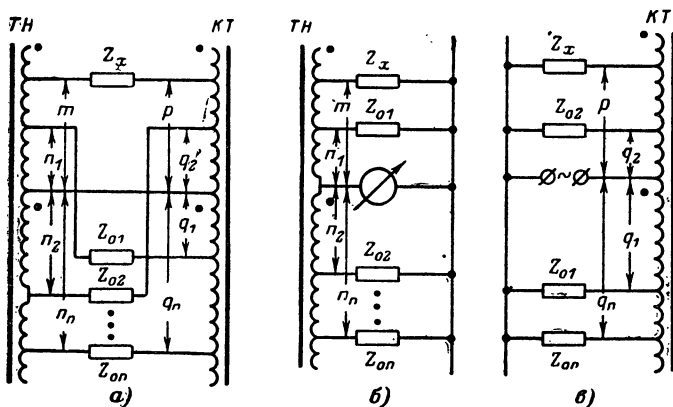


Рис. 1-13.

при этом, что Z_0 и Z_x могут являться как непосредственно некоторыми двухполюсниками, так и эквивалентными частичными сопротивлениями более сложных цепей. Одним из общих недостатков указанных трансформаторных мостов является то, что уравнивание их изменением числа витков возможно лишь по одной составляющей измеряемого комплексного сопротивления; вторая составляющая должна неизбежно уравниваться изменением какого-либо из элементов плеча Z_0 или Z_x . Этот недостаток может быть устранен путем использования двух и более плеч сравнения в трансформаторных мостах, которые в этом случае назовем для краткости многоплечими трансформаторными измерительными мостами.

Многоплечие трансформаторные измерительные мосты могут строиться на основе плечевых трансформаторов напряжения или плечевых компараторов токов,

а также на основе двойных мостов. Не вдаваясь пока в подробный анализ различных вариантов сложных измерительных цепей (см. гл. 6 и 7), рассмотрим два общих принципа построения многоплечих мостов. Один из этих принципов заключается в использовании ряда плеч сравнения $Z_{01}, Z_{02}, \dots, Z_{0n}$, подключаемых самостоятельно к различным отводам простейших плечевых трансформаторов и компараторов [Л. 185]. Примеры принципиальных схем включения плеч сравнения в таких многоплечих мостах представлены на рис. 1-13. При этом вполне очевидно, что отдельные плечи сравнения можно присоединять также к отводам ряда отдельных тесно связанных обмоток. В отношении практической реализации величин $Z_{01}, Z_{02}, \dots, Z_{0n}$, вообще говоря, остаются в силе все те замечания, которые были высказаны выше в отношении реализации величины Z_0 . Условия равновесия цепей, приведенных на рис. 1-13, а, б и в, имеют соответственно вид:

$$\left. \begin{aligned} \frac{mp}{Z_x} &= \sum_{i=1}^n \frac{n_i q_i}{Z_{0i}}; \\ \frac{m}{Z_x} &= \sum_{i=1}^n \frac{n_i}{Z_{0i}}; \\ \frac{p}{Z_x} &= \sum_{i=1}^n \frac{q_i}{Z_{0i}}, \end{aligned} \right\} \quad (1-31)$$

где суммирование необходимо производить в алгебраическом смысле, причем знак плюс или минус перед суммируемыми членами определяется подключением соответствующих плеч сравнения Z_{0i} к плечевым трансформаторам напряжения и компараторам токов по сравнению с подключением плеча Z_x .

Из рассмотрения формул (1-31) видно, что в подобных многоплечих трансформаторных мостах можно реализовать ряд весьма важных эффектов. Прежде всего имеется возможность уравнивать мостовую цепь по всем составляющим комплексного сопротивления Z_x изменением чисел витков трансформатора или компаратора, к которым подключаются активные и реактивные меры постоянного значения. Далее с помощью некото-

рых вспомогательных активных и реактивных образцовых мер, включаемых так, чтобы протекающие по ним токи вызвали в указателе равновесия (или квазиравновесия) эффект, обратный вызываемому вторичными параметрами основных образцовых мер, можно компенсировать последний, что эквивалентно применению «чистых» основных образцовых мер. Наконец, в рассматриваемых мостах имеется возможность существенно упростить конструкцию плечевых трансформаторов напряжения и компараторов токов при обеспечении высокой дискретности уравнивания цепи и отсчета измеряемых составляющих сопротивления, если для уравнивания моста по каждой составляющей использовать несколько образцовых мер одного характера со значениями сопротивлений, различающимися на 1 порядок; при этом достаточно выполнить соответствующее плечо с числом одинаковых секций, равным показателю используемой системы счисления (например, равным 10). В случае параллельной схемы замещения измеряемого комплексного сопротивления Z_x , т. е. по существу в слу-

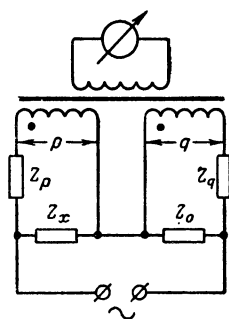


Рис. 1-14.

чае измерения комплексной проводимости $Y_x = 1/Z_x$, использование всех указанных возможностей позволяет строить весьма удобные и точные измерительные цепи (см. гл. 6).

Второй общий принцип построения многоплечих трансформаторных мостов заключается в использовании цепи с последовательным соединением измеряемого и образцовых комплексных сопротивлений, падения напряжений на которых сопоставляются с помощью существенно бо́льших по значению образцовых

комплексных сопротивлений и компаратора токов. В особенности этот принцип удобен при создании устройств для измерения малых комплексных сопротивлений, когда необходимо четырехзажимное включение исследуемого объекта, а также образцовых мер (см. гл. 7). Простейшая мостовая измерительная цепь такого вида приведена на рис. 1-14, где Z_p и Z_q — образцовые комплексные сопротивления, значения которых существенно больше значений сопротивлений Z_x и Z_o , т. е. $|Z_p| \gg$

$\gg |Z_x|$ и $|Z_q| \gg |Z_o|$. Условие равновесия моста имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} Z_x &\approx Z_o \left(\frac{q}{p} \right) \frac{Z_p}{Z_q} \\ Y_x &\approx Y_o \left(\frac{p}{q} \right) \frac{Z_q}{Z_p}, \end{aligned} \right\} \quad (1-32)$$

где $Y_o = 1/Z_o$.

Из выражения (1-32) следует, что на основе данной цепи можно получить всю ту совокупность возможностей сравнения исследуемых комплексных сопротивлений и проводимостей с образцовыми мерами, которая установлена для обычных четырехплечих мостов без индуктивно связанных элементов [Л. 69, 71]. При этом по одной составляющей исследуемой комплексной величины можно уравнивать мосты изменением витков в плече компаратора токов.

Примеры более сложных разновидностей многоплечих трансформаторных измерительных мостов подобного типа представлены на рис. 1-15, где образцовые комплексные сопротивления $Z_{q1}, Z_{q2}, \dots, Z_{qn}$ соответственно во много раз больше по значению, чем комплексные сопротивления $Z_{o1}, Z_{o2}, \dots, Z_{on}$ или сопротивление Z_o , так же как и $|Z_p| > |Z_x|$. Условия равновесия цепей, приведенных на рис. 1-15, а б и в, имеют соответственно вид:

$$\left. \begin{aligned} Z_x &\approx \frac{Z_p}{p} \sum_{i=1}^n \frac{Z_{oi}}{Z_{qi}} q_i; \\ Z_x &\approx \frac{Z_p}{p} Z_o \sum_{i=1}^n \frac{q_i}{Z_{qi}}; \\ Z_x &\approx \frac{Z_p}{p \Sigma Y} \sum_{i=1}^n \frac{q_i}{Z_{qi}} K_i, \end{aligned} \right\} \quad (1-33)$$

где K_1, K_2, \dots, K_n — коэффициенты деления делителей на-пряжения $Z_{o1}, Z_{o2}, \dots, Z_{on}$; $\Sigma Y = Y_{o1} + Y_{o2} + \dots + Y_{on}$; $Y_{o1} = 1/Z_{o1}$; $Y_{o2} = 1/Z_{o2}$; \dots ; $Y_{on} = 1/Z_{on}$.

Как видно из выражений (1-33), мостам, приведенным на рис. 1-15, свойственны все те положительные

качества, о которых говорилось выше применительно к многоплечим трансформаторным мостам, основанным на использовании самостоятельного подключения ряда плеч сравнения к различным отводам плечевых транс-

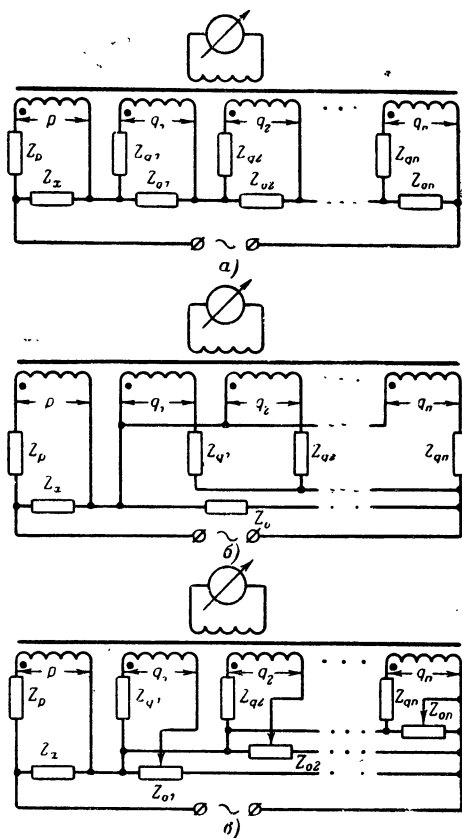


Рис. 1-15.

форматоров и жомпараторов (см. рис. 1-13). При этом важно отметить то обстоятельство, что в отличие от мостов с самостоятельным подключением ряда плеч сравнения к отводам индуктивно связанных плеч в данном случае (рис. 1-15) все указанные возможности могут быть использованы при измерении составляющих комплексного сопротивления при последовательной схе-

ме его замещения; в то же время с помощью одного из мостов можно реализовать эти возможности и при измерении составляющих комплексной проводимости. Действительно, если в схеме на рис. 1-15,б вместо сопротивления Z_x включить проводимость Y_o , а вместо сопротивления Z_o — проводимость Y_x , то уравнение равновесия моста приобретет вид:

$$Y_x \approx \frac{Z_p}{p} Y_o \sum_{i=1}^n \frac{q_i}{Z_{qi}} \quad (1-34)$$

со всеми вытекающими отсюда возможностями для измерения составляющих комплексной проводимости, подобными возможностям мостов, показанных на рис. 1-13.

Таким образом, многоплечие трансформаторные измерительные мосты обладают значительно более широкими функциональными возможностями, чем простейшие четырехплечие и двойные.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

2-1. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ С ТЕСНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

Процесс анализа мостовых цепей с элементами, имеющими тесную индуктивную связь, в некоторых случаях значительно облегчается, если используются эквивалентные схемы цепей с тесной индуктивной связью. В настоящее время эквивалентные схемы элементов с тесной индуктивной связью используют чаще всего при анализе мостовых цепей, содержащих два индуктивно связанных элемента, имеющих общий узел (автотрансформаторное включение плечевых элементов), и значительно реже при анализе мостовых цепей, содержащих три элемента с тесной индуктивной связью (трансформаторное включение плечевых элементов).

Для двух индуктивно связанных элементов, имеющих общий узел (рис. 2-1, а), используется известное преобразование Кэмпбелла (см., например, [Л. 113]).

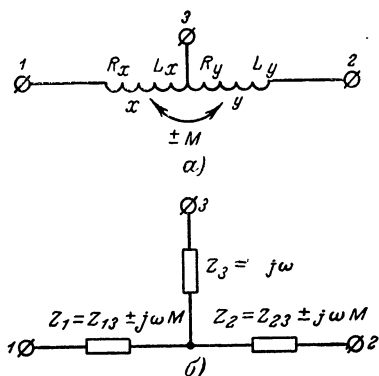


Рис. 2-1.

Получаемая при помощи этого преобразования эквивалентная схема, представляющая собой трехлучевую звезду сопротивлений, приведена на рис. 2-1, б, где $Z_{13} = R_x + j\omega L_x$ — комплексное сопротивление обмотки 1—3, имеющей собственную индуктивность L_x , количество витков x и активное сопротивление R_x ; $Z_{23} = R_y + j\omega L_y$ — комплексное сопротивление обмотки 2—3, имеющей собственную ин-

дуктивность L_y , количество витков y и активное сопротивление R_y ; $M = k_c \sqrt{L_x L_y}$ — взаимная индуктивность между обмотками, имеющими коэффициент связи k_c . При $R_x = R_y = 0$ и $k_c = 1$ сопротивления трехлучевой звезды принимают следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= j\omega (L_x \pm M); \\ Z_2 &= j\omega (L_y \pm M); \\ Z_3 &= \mp j\omega M, \end{aligned} \right\} \quad (2-1)$$

где $M = \sqrt{L_x L_y}$.

Как показано в [Л. 81, 82], между величинами Z_1 , Z_2 , Z_3 в случае (2-1) выполняется условие

$$\left. \begin{aligned} Z_3 &= -\frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} \\ \text{или} \quad Z_1 Z_2 + Z_2 Z_3 + Z_3 Z_1 &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (2-2)$$

Звезда сопротивлений Z_1 , Z_2 , Z_3 , для которой соблюдается условие (2-2), названная согласованной в отличие от звезды сопротивлений, для которой условие (2-2) не соблюдается (несогласованная), обладает интерес-

ным общим свойством [Л. 121]. Оно заключается в том, что согласованная звезда с дополнительным сопротивлением, подключенным параллельно двум ее лучам, эквивалентна согласованной звезде, но с сопротивлениями в лучах, отличными от первоначальных.

Схема согласованной звезды с дополнительным сопротивлением $Z_{\text{ш}}$, подключенным к вершинам 1 и 2, приведена на рис. 2-2,а. Преобразовав схему на рис. 2-2,а в эквивалентную звезду (рис. 2-2,б) с сопротивлениями $Z_1^{(12)}$, $Z_2^{(12)}$, $Z_3^{(12)}$

и учитывая (2-2), найдем:

$$Z_1^{(12)} = Z_1 B_{12}; \quad Z_2^{(12)} = Z_2 B_{12}; \quad Z_3^{(12)} = Z_3 B_{12},$$

где

$$B_{12} = \frac{Z_{\text{ш}}}{Z_1 + Z_2 + Z_{\text{ш}}}.$$

Следовательно, и для эквивалентной звезды условие согласования выполняется, т. е.

$$Z_3^{(12)} = -\frac{Z_1^{(12)} Z_2^{(12)}}{Z_1^{(12)} + Z_2^{(12)}}.$$

Согласование сохраняется [Л. 121] и в случае подключения сопротивления $Z_{\text{ш}}$ к 1 и 3 или 2 и 3. При этом чрезвычайно важно то, что введение сопротивления $Z_{\text{ш}}$ в любом из указанных случаев не вызывает изменения отношений эквивалентных сопротивлений звезды:

$$\frac{Z_1^{(12)}}{Z_2^{(12)}} = \frac{Z_1^{(13)}}{Z_2^{(13)}} = \frac{Z_1^{(23)}}{Z_2^{(23)}} = \frac{Z_1}{Z_2};$$

$$\frac{Z_1^{(12)}}{Z_3^{(12)}} = \frac{Z_1^{(13)}}{Z_3^{(13)}} = \frac{Z_1^{(23)}}{Z_3^{(23)}} = \frac{Z_1}{Z_3};$$

$$\frac{Z_2^{(12)}}{Z_3^{(12)}} = \frac{Z_2^{(13)}}{Z_3^{(13)}} = \frac{Z_2^{(23)}}{Z_3^{(23)}} = \frac{Z_2}{Z_3}.$$

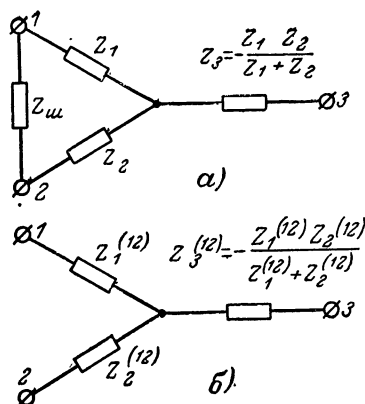


Рис. 2-2.

Нетрудно убедиться, что одновременное подключение нескольких (двух или трех) сопротивлений $Z_{\text{ш}}$ к вершинам согласованной звезды также не нарушает ее согласованности. Например, при одновременном подключении к вершинам звезды трех сопротивлений $Z_{\text{ш}}^{(12)}$, $Z_{\text{ш}}^{(13)}$ и $Z_{\text{ш}}^{(23)}$ получим:

$$Z_1^{(12), (13), (23)} = Z_1 B_{12, 13, 23};$$

$$Z_2^{(12), (13), (23)} = Z_2 B_{12, 13, 23};$$

$$Z_3^{(12), (13), (23)} = Z_3 B_{12, 13, 23},$$

где

$$B_{12, 13, 23} = \frac{Z_{\text{ш}}^{(12)} Z_{\text{ш}}^{(13)} Z_{\text{ш}}^{(23)} (Z_1 + Z_2)}{(Z_1 + Z_2)(Z_1 + Z_2 + Z_{\text{ш}}^{(12)})Z_{\text{ш}}^{(13)}Z_{\text{ш}}^{(23)} + (Z_1^2 Z_{\text{ш}}^{(23)} + Z_2^2 Z_{\text{ш}}^{(13)})Z_{\text{ш}}^{(12)}}.$$

Таким образом, любое шунтирование согласованной звезды и, в частности, элементов с тесной индуктивной связью, у которых активные сопротивления обмоток равны нулю, а коэффициент связи идеальный ($k_c = 1$), вызывает лишь изменение самих сопротивлений согласованной звезды, но совершенно не изменяет при этом их отношений (см. также § 2-5).

Интересным свойством согласованной звезды, представляющей собой схему замещения индуктивно связанных элементов, является то, что отношение двух любых ее сопротивлений есть отношение чисел витков, взятое с соответствующим знаком. Для схемы на рис. 2-1,б имеем:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \pm \frac{x}{y}; \quad \frac{Z_1}{Z_3} = -\frac{y \pm x}{y}; \quad \frac{Z_2}{Z_3} = -\frac{x \pm y}{x}.$$

Если связь между обмотками неидеальная (имеют место индуктивности рассеяния), т. е. $k_c \neq 1$, то сопротивления звезды перестают удовлетворять условию (2-2) и звезда не является уже согласованной. Однако и в этом случае можно найти такие составляющие величин сопротивлений Z_1 и Z_2 , которые совместно с Z_3 будут удовлетворять условию (2-2). Таким образом, схему на рис. 2-1,б можно заменить в этом случае схемой на рис. 2-3,а, в которой сопротивления Z_1 , Z_2 и Z_3

представляют собой согласованную звезду, а величины ΔZ_1 и ΔZ_2 являются некоторыми остаточными параметрами, которые обусловлены наличием потоков рассеяния и не позволяют считать звезду 1—2—3 согласованной. Такой прием в значительной степени упрощает анализ мостовых цепей, содержащих индуктивно связанные элементы как с остаточными, так и без остаточных параметров, позволяя исключить практически в самом

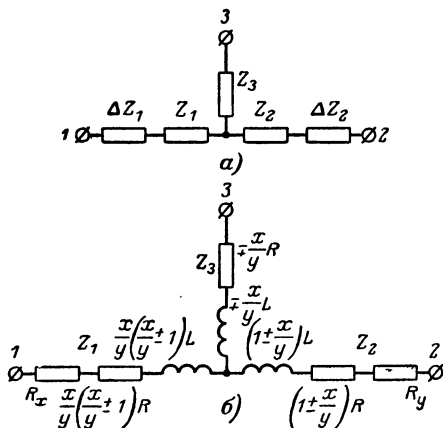


Рис. 2-3.

начале вычислений большое количество членов, сумма которых на основании (2-2) равна нулю.

При учете потерь в обмотках за счет активных сопротивлений самих обмоток, которые на эквивалентной схеме на рис. 2-1,б будут входить в состав величин Z_{13} и Z_{23} , звезда сопротивлений даже при $k_c=1$ перестает быть согласованной, так как величины ее сопротивлений, как и в предыдущем случае, перестают удовлетворять условию (2-2). Однако практически в большинстве случаев потери за счет активных сопротивлений обмоток составляют лишь незначительную часть общих потерь в обмотках, так как главную роль при этом играют потери, вносимые в обмотки магнитопроводом, на котором эти обмотки намотаны. Это в первую очередь относится к трансформаторам, у которых применяются сердечники с высокой магнитной проницаемостью. Как отмечено в [Л. 220], а также подтверждено в [Л. 20], в рассматриваемых условиях добротность Q

катушек с сердечником из пермаллоя на звуковых частотах редко превышает несколько единиц и практически не зависит от числа витков обмоток, в то время как тангенс угла потерь катушек за счет активного сопротивления провода не превышает нескольких тысячных долей единицы. Для таких индуктивно связанных элементов была предложена эквивалентная схема [Л. 220], отвечающая условию независимости добротности обмотки от ее числа витков (рис. 2-3,б, где L — индуктивность одного витка обмотки; R — сопротивление потерь, обусловленное наличием потерь в магнитопроводе, приведенное к одному витку обмотки).

Анализируя схему на рис. 2-3,б, нетрудно показать, что, пренебрегая в эквивалентной схеме действием активных сопротивлений проводов по сравнению с действием сопротивлений, вызванным потерями в магнитопроводе, звезду сопротивлений 1—2—3 можно считать согласованной. Это в свою очередь означает, что при шунтировании сопротивлений такой звезды дополнительными сопротивлениями $Z_{ш}$ отношения сопротивлений, образующих лучи рассматриваемой звезды, остаются неизменными.

Таким образом, в отличие от активных сопротивлений проводов индуктивно связанных обмоток сопротивления, вызванные потерями в магнитопроводе, не влияют на отношения эквивалентных сопротивлений, характеризующих индуктивно связанные элементы, при шунтировании последних дополнительными сопротивлениями. Это дает возможность объяснить тот факт, что при использовании в мостовых измерительных цепях в качестве плеч отношения катушек с тесной индуктивной связью последние не испытывают практически шунтирующего действия больших проводимостей даже тогда, когда из-за больших потерь в магнитопроводе они имеют низкую эффективную добротность.

Рассматривая эквивалентную схему на рис. 2-3,б для индуктивно связанных элементов при их автотрансформаторном включении, можно видеть, что в отличие от схемы на рис. 2-1,б, которая не учитывает сопротивления потерь в магнитопроводе, в схеме на рис. 2-3,б сопротивление Z_3 имеет наряду с реактивной составляющей, определяемой величиной взаимной индуктивности, и активную составляющую (положительную или отрицательную в зависимости от направления включения обмоток). Это

означает, что между двумя обмотками существует связь, определяемая величинами взаимной индуктивности и активных потерь в магнитопроводе.

Следовательно, при анализе мостовых цепей с индуктивно связанными плечевыми элементами, представляющими собой катушки с собственными сопротивлениями Z_i и Z_k , размещенные на общем магнитопроводе и имеющие коэффициент связи $k_c=1$, а добротность, не зависящую от числа витков обмоток, можно полагать, что при пренебрежимо малых активных величинах сопротивлений проводов катушек между этими катушками существует взаимное комплексное сопротивление Z_{ik} , величина которого определяется по формуле

$$Z_{ik} = \sqrt{Z_i Z_k}. \quad (2-3)$$

В случае необходимости учета (при анализе указанных выше цепей) действия активных сопротивлений проводов обмоток нужно рассматривать их как некоторые дополнительные сопротивления, которые включены последовательно с Z_i и Z_k , но не входят в выражение (2-3), определяющее взаимное комплексное сопротивление между обмотками.

Наконец, нетрудно показать, что для нескольких обмоток, намотанных на одном сердечнике таким образом, чтобы между ними существовала тесная индуктивная связь, отношение взаимных сопротивлений любой пары обмоток относительно любой третьей, например Z_{ik} и Z_{in} , равно отношению чисел витков w_k и w_n обмоток этой пары, т. е.

$$\frac{Z_{ik}}{Z_{in}} = \frac{w_k}{w_n}.$$

В самом деле, если при постоянной добротности Q всех обмоток, нанесенных на одном сердечнике, собственные сопротивления обмоток определяются следующими зависимостями:

$$Z_i = X_i \left(\frac{1}{Q} + j \right); \quad Z_k = X_k \left(\frac{1}{Q} + j \right);$$

$$Z_n = X_n \left(\frac{1}{Q} + j \right),$$

где X_i, X_k, X_n — индуктивные сопротивления обмоток, имеющих соответственно числа витков w_i, w_k, w_n , то взаимные сопротивления будут равны:

$$Z_{ik} = \left(\frac{1}{Q} + j \right) \sqrt{X_i X_k}; \quad Z_{in} = \left(\frac{1}{Q} + j \right) \sqrt{X_i X_n},$$

откуда

$$\frac{Z_{ik}}{Z_{in}} = \sqrt{\frac{X_k}{X_n}}.$$

Так как при тесной индуктивной связи коэффициенты, связывающие в формулах для определения индуктивностей обмоток величины индуктивностей с квадратами образующих их витков, являются для различных обмоток одинаковыми, то

$$\frac{Z_{ik}}{Z_{in}} = \frac{w_k}{w_n}.$$

Аналогично нетрудно показать, что для рассматриваемого случая имеют место и следующие соотношения:

$$\frac{Z_{ik}}{Z_i} = \frac{w_k}{w_i}; \quad \frac{Z_{ik}}{Z_n} = \frac{w_i w_k}{w_n^2}; \quad \frac{Z_{ik}}{Z_k} = \frac{w_i}{w_k}.$$

Использование свойств согласованной звезды в значительной степени упрощает анализ чувствительности мостовых цепей с индуктивно связанными плечами, включенными в диагонали указателя [Л. 121], и упрощает анализ квазиуравновешенных мостовых цепей повышенной точности [Л. 120]. Использование же комплексных взаимных сопротивлений между различными индуктивно связанными элементами упрощает анализ мостовых цепей с многообмоточными трансформаторами [Л. 118, 119], удобные схемы замещения которых в настоящее время неизвестны.

2-2. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ МОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ С ТРАНСФОРМАТОРАМИ НАПРЯЖЕНИЯ И КОМПАРАТОРАМИ ТОКОВ

В общем случае можно различать следующие четыре вида чувствительности цепи [Л. 68, 71, 133]:

$$S = \frac{\Delta P_{np}}{\Delta x}; \quad S_o = \frac{\Delta P_{np}}{\delta x}; \quad S^o = \frac{\delta P_{np}}{\Delta x};$$

$$S_o^o = \frac{\delta P_{np}}{\delta x}, \quad (2-4)$$

где Δx и δx — абсолютное и относительное приращения изменяемой величины (измеряемой или образцовой);

$\Delta P_{\text{пр}}$ и $\delta P_{\text{пр}}$ — абсолютное и относительное приращения выходного параметра цепи.

Если при этом чувствительность цепи необходимо определять в точке, соответствующей нулевому значению выходного параметра цепи $P_{\text{пр}}$ (напряжения, тока, мощности или какой-либо их составляющей), что наиболее характерно для измерительных цепей уравнивания, то в качестве величины $\delta P_{\text{пр}}$ необходимо принимать отношение величины $\Delta P_{\text{пр}}$ к какому-либо неизменному активному параметру цепи $P_{\text{и}}$, как правило к напряжению, току или мощности источника питания ($U_{\text{и}}$, $I_{\text{и}}$ или $P_{\text{и}}$), т. е. $\delta P_{\text{пр}} = \Delta P_{\text{пр}} / P_{\text{и}}$.

Величины S , S_0 , S^0 и S_0^0 взаимосвязаны, поэтому для их нахождения достаточно определить какую-либо одну из них. Чаще всего наиболее удобно бывает определить величину S , которую можно найти следующим образом:

$$S = \frac{\partial P_{\text{пр}}}{\partial x}. \quad (2-5a)$$

Очевидно также, что величина S_0 может быть определена следующим образом:

$$S_0 = \frac{\partial P_{\text{пр}}}{\partial \ln x}. \quad (2-5б)$$

Наконец, для тех случаев, когда в качестве величины $\delta P_{\text{пр}}$ можно принять отношение $\Delta P_{\text{пр}} / P_{\text{пр}}$, величины S^0 и S_0^0 могут быть непосредственно найдены из выражений

$$S^0 = \frac{\partial \ln P_{\text{пр}}}{\partial x}; \quad (2-5в)$$

$$S_0^0 = \frac{\partial \ln P_{\text{пр}}}{\partial \ln x}. \quad (2-5г)$$

Перейдем теперь к рассмотрению особенностей чувствительности мостовых измерительных цепей с трансформаторами напряжения и компараторами токов. При этом произведем анализ для наиболее простых, хотя и наиболее характерных, схем четырехплечих мостов с пле-

чевым трансформатором напряжения и компаратором токов (см. рис. 1-5,а и 1-7,а), ограничившись к тому же случаем идеальных или близких к ним параметров индуктивно связанных плеч, т. е. принимая активные сопротивления индуктивно связанных плеч малыми по сравнению с их индуктивными сопротивлениями и предполагая, что коэффициент связи практически равен единице.

Найдем сначала для обеих схем относительную чувствительность S_0° по напряжению при условии, что мостовая цепь питается от источника заданного напряжения $U_n = \text{const}$ и сопротивление входного контура указателя равновесия бесконечно велико ($Z_y = \infty$). Это условие соответствует большинству случаев практического применения мостов с индуктивно связанными плечевыми элементами. Используя формулы (см. § 2-1) преобразования в эквивалентную звезду цепей abd на рис. 1-5,а и cbd на рис. 1-7,а, содержащих индуктивно связанные плечевые элементы, и определив напряжение \dot{U}_{cd} в диагонали указателя равновесия моста как разность плечевых напряжений \dot{U}_{ac} и \dot{U}_{ad} , после некоторых несложных преобразований получим [Л. 76, 131]:

для моста с ТН

$$\begin{aligned} (\dot{U}_{cd})_{Z_y=\infty} &= \dot{U}_n \frac{Z_1 j\omega (L_n + M) - Z_2 j\omega (L_m + M)}{(Z_1 + Z_2) j\omega (L_m + 2M + L_n)} = \\ &= \dot{U}_n \frac{Z_1 - \frac{m}{n} Z_2}{\left(1 + \frac{m}{n}\right) (Z_1 + Z_2)}, \end{aligned} \quad (2-6a)$$

где $M = \sqrt{L_m L_n}$;

для моста с КТ

$$\begin{aligned} (\dot{U}_{cd})_{Z_y=\infty} &= \dot{U}_n \frac{Z_1 j\omega (L_q + M) - Z_2 j\omega (L_p + M)}{(Z_1 + j\omega L_p) (Z_2 + j\omega L_q) + \omega^2 M^2} = \\ &= \dot{U}_n \frac{\left(1 + \frac{p}{q}\right) \left(Z_1 - \frac{p}{q} Z_2\right)}{\left[1 + \left(1 + \frac{p}{q}\right) \frac{Z_2}{j\omega (L_q + M)}\right] Z_1 + \left(\frac{p}{q}\right)^2 Z_2}, \end{aligned} \quad (2-6б)$$

где $M = \sqrt{L_p L_q}$.

Определив теперь в соответствии с выражениями (2-4) и (2-5б) относительную чувствительность по напряжению как

$$[S_o^o]_{Z_1}^U = \frac{1}{\dot{U}_H} [S_o]_{Z_1}^U = \left(\frac{1}{\dot{U}_H} \right) \frac{\partial (\dot{U}_{cd})_{Z_y=\infty}}{\partial \ln Z_1}$$

и учитывая условие (1-4), найдем:

для моста с ТН

$$[S_o^o]_{Z_1}^U = \frac{1}{(1+A)(1+A^{-1})}, \quad (2-7a)$$

где

$$A = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{m}{n};$$

для моста с КТ

$$[S_o^o]_{Z_1}^U = \frac{1}{1+A}, \quad (2-7б)$$

где

$$A = \frac{Z_1}{j\omega(L_p + M)} = \frac{Z_2}{j\omega(L_q + M)}.$$

В обеих формулах (2-7) и последующих выражениях величина A — обычное отношение плеч моста [Л. 69, 71], которое впредь будем называть продольным отношением плеч (по отношению к источнику питания).

Укажем также без вывода [Л. 135], что при изложенных выше условиях чувствительность $[S_o^o]_{Z_1}^U$ для моста с ТН с трансформаторным подключением источника питания (см. рис. 1-5,б) может быть найдена по формуле

$$[S_o^o]_{Z_1}^U = \frac{1}{1+A} \left(\frac{m}{w_H} \right) = \frac{1}{1+A^{-1}} \left(\frac{n}{w_H} \right), \quad (2-7в)$$

где w_H — число витков генераторной обмотки плечевого трансформатора напряжений;

$$A = m/n.$$

Для моста с КТ с трансформаторным подключением указателя равновесия (см. рис. 1-7,б) указанную чувствительность можно определить по формуле

$$[S_o^o]_{Z_1}^U = \frac{1}{1+A} \left(\frac{w_y}{p+q} \right), \quad (2-7г)$$

где ω_y — число витков указательной обмотки плечевого компаратора токов;

$$A = \frac{Z_1}{j\omega(L_p + M)} = \frac{Z_2}{j\omega(L_q + M)};$$

$$M = \sqrt{L_p L_q}.$$

Найдем теперь для схем, приведенных на рис. 1-5, а и 1-7, а, относительную чувствительность S_0^0 по току при условии, что мостовая цепь питается от источника заданного тока $I_n = \text{const}$ и что сопротивление входного контура указателя равновесия бесконечно мало ($Z_y = 0$). Последнее условие может иметь место при измерении больших сопротивлений, когда значение сопротивления исследуемого объекта и образцовой меры может значительно превышать значение сопротивления входного контура указателя равновесия. Кроме того, указанное условие отвечает оптимальному режиму работы компаратора токов при трансформаторном подключении к последнему указателя равновесия. Используя, как и выше, формулы преобразования в эквивалентную звезду цепей, содержащих взаимную индуктивность, и определив ток I_{cd} в диагонали указателя равновесия моста любым простейшим методом расчета электрических цепей, после некоторых преобразований получим:

для моста с ТН

$$(I_{cd})_{Z_y=0} = I_n \frac{Z_1 j\omega(L_n + M) - Z_2 j\omega(L_m + M)}{(Z_1 + j\omega L_m)(Z_2 + j\omega L_n) + \omega^2 M^2} =$$

$$= I_n \frac{\left(1 + \frac{m}{n}\right) \left(Z_1 - \frac{m}{n} Z_2\right)}{\left[1 + \left(1 + \frac{m}{n}\right) \frac{Z_2}{j\omega(L_n + M)}\right] Z_1 + \left(\frac{m}{n}\right)^2 Z_2}, \quad (2-8a)$$

где $M = \sqrt{L_m L_n}$;

для моста с КТ

$$(I_{cd})_{Z_y=0} = I_n \frac{Z_1 j\omega(L_q + M) - Z_2 j\omega(L_p + M)}{(Z_1 + Z_2) j\omega(L_p + 2M + L_q)} =$$

$$= I_n \frac{Z_1 - \frac{p}{q} Z_2}{\left(1 + \frac{p}{q}\right) (Z_1 + Z_2)}, \quad (2-8б)$$

где $M = \sqrt{L_p L_q}$.

Определив теперь в соответствии с выражениями (2-4) и (2-5б) относительную чувствительность по току как

$$[S^{\circ}]_{Z_1}^I = \frac{1}{j_{\text{и}}} [S_0]_{Z_1}^I = \left(\frac{1}{j_{\text{и}}} \right) \frac{\partial (I_{\text{ед}})_{Z_{\text{г}}=0}}{\partial \ln Z_1}$$

и учитывая условие (1-4), найдем:

для моста с ТН

$$[S^{\circ}]_{Z_1}^I = \frac{1}{1+B}, \quad (2-9a)$$

где

$$B = \frac{Z_1}{j\omega(L_m + M)} = \frac{Z_2}{j\omega(L_n + M)};$$

для моста с КТ

$$[S^{\circ}]_{Z_1}^I = \frac{1}{(1+B)(1+B^{-1})}, \quad (2-9б)$$

где

$$B = \frac{Z_1}{Z_2} = \frac{p}{q}.$$

В обеих формулах (2-9) и в последующих выражениях величина B представляет собой поперечное отношение плеч моста (по отношению к источнику питания).

Укажем также без вывода, что при изложенных выше условиях чувствительность $[S_0]_{Z_1}^I$ для моста с КТ с трансформаторным подключением, указателя равновесия (см. рис. 1-7, б) может быть найдена по формуле

$$[S^{\circ}]_{Z_1}^I = \frac{1}{1+B} \left(\frac{p}{w_{\text{г}}} \right) = \frac{1}{1+B^{-1}} \left(\frac{q}{w_{\text{г}}} \right), \quad (2-9в)$$

где $w_{\text{г}}$ — число витков указательной обмотки плечевого компаратора токов;

$$B = p/q.$$

Для моста с ТН с трансформаторным подключением источника питания (см. рис. 1-5, б) указанную чувствительность можно определить по формуле

$$[S^{\circ}]_{Z_1}^I = \frac{1}{1+B} \left(\frac{w_{\text{и}}}{m+n} \right), \quad (2-9г)$$

где w_n — число витков генераторной обмотки плечевого трансформатора напряжения;

$$B = \frac{Z_1}{j\omega(L_m + M)} = \frac{Z_2}{j\omega(L_n + M)};$$

$$M = \sqrt{L_m L_n}.$$

Специальный интерес представляет чувствительность по току цепи с КТ и трансформаторным подключением указателя равновесия (см. рис. 1-7,б) при питании ее от источника заданного напряжения (т. е. при $\dot{U}_n = \text{const}$). Такая ситуация часто имеет место в современных трансформаторных измерительных мостах, в том числе в двойных.

Полагая, как и выше, сопротивление входного контура указателя равновесия бесконечно малым ($Z_y = 0$) и учитывая то, что ток питания моста \dot{I}_n и заданное напряжение питания моста $\dot{U}_n = \text{const}$ связаны вблизи равновесия цепи соотношением $\dot{I}_n \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} = \dot{U}_n$, можем легко на основании формулы (2-9в) определить абсолютную чувствительность по току к относительному изменению сопротивления Z_1 :

$$[S_o]_{Z_1}^I = \dot{I}_n [S_o]_{Z_1}^I = \frac{\dot{U}_n}{Z_1} \left(\frac{p}{w_y} \right). \quad (2-10a)$$

Относительную чувствительность по току целесообразно в данном случае определить, относя абсолютную чувствительность $[S_o]_{Z_1}^I$ к значению тока $\dot{I}_1 = \dot{U}_n / Z_1$, протекающего через сопротивление Z_1 :

$$[S_o]_{Z_1}^I = \frac{1}{\dot{I}_1} [S_o]_{Z_1}^I = \frac{p}{w_y}. \quad (2-10б)$$

В условиях, когда значение Z_1 постоянно, указанная относительная чувствительность исчерпывающе характеризует рассматриваемую измерительную цепь.

Произведем вкратце сравнительный анализ найденных выражений для чувствительности мостовых цепей с трансформаторами напряжения и компараторами токов.

Нетрудно видеть, что каждому режиму питания моста от источника заданного напряжения ($\dot{U}_n = \text{const}$) при

использовании указателя с бесконечно большим входным сопротивлением ($Z_y = \infty$) соответствует такой режим питания моста от источника заданного тока ($I_{\text{и}} = \text{const}$) при использовании указателя с бесконечно малым входным сопротивлением ($Z_y = 0$), что характер чувствительностей по напряжению в одном случае и по току в другом оказывается одинаковым. Этим взаимно соответствующим один другому режимам отвечают формулы относительной чувствительности, представленные выражениями (2-7а) и (2-9б), (2-7б) и (2-9а), (2-7в) и (2-9в), (2-7г) и (2-9г). Поэтому в дальнейшем выводы, получаемые для одного из таких соответствующих один другому режимов, справедливы в аналогичной степени и по отношению к другому из них.

Рассматривая теперь особенности каждой пары режимов, видим, что для мостов с ТН с непосредственным подключением источника заданного напряжения $\dot{U}_{\text{и}}$ к плечам моста относительная чувствительность по напряжению при $Z_y = \infty$ в соответствии с выражением (2-7а) имеет обычный симметричный характер [Л. 69, 71], будучи максимальной при $|A| = 1$ и резко падая при отклонении $|A|$ от этого значения в ту или иную сторону. Аналогичный характер имеет зависимость относительной чувствительности по току в соответствии с выражением (2-9б) для моста с КТ с непосредственным подключением к мосту указателя равновесия с малым входным сопротивлением ($Z_y = 0$) при питании цепи заданным током $I_{\text{и}}$. Очевидно, что в обоих случаях максимальное значение относительной чувствительности не превышает по модулю 0,25.

Принципиально отличный от рассмотренного выше характер чувствительности по напряжению при питании цепи от источника заданного напряжения свойствен мостам с компаратором токов при $Z_y = \infty$; такой же характер имеет и чувствительность по току при питании от источника заданного тока мостов с плечевым трансформатором напряжения при $Z_y = 0$. Как видно из выражений (2-7б) и (2-9а), а также (2-7г) и (2-9г), при $|A| < 1$ (или соответственно $|B| < 1$) чувствительность может изменяться весьма незначительно при изменении $|A|$ (или $|B|$) в широком диапазоне значений $0 \leq |A| < 1$ (или $0 \leq |B| < 1$), оставаясь при этом высокой [Л. 76, 131]. В частности, при изменении продольного (или по-

перечного) отношения плеч в диапазоне $0 \leq |A| < 0,1$ ($0 \leq |B| < 0,1$) модуль чувствительности, определяемой по выражениям (2-7б) и (2-9а), изменяется соответственно в пределах:

1—0, (90) — для синфазных мостов;

1—0,995 — для квадратурных мостов;

1—1, (1) — для противофазных мостов;

причем для синфазных и квадратурных мостов даже при $|A|=1$ ($|B|=1$) он незначительно отличается от единицы, будучи равным 0,5 и 0, (70).

Заметим, что чувствительность, определяемая по выражениям (2-7г) и (2-9г), обладает тем же характером зависимости от изменения $|A|$ (или $|B|$); в то же время сами значения ее модуля могут быть пропорционально большими или меньшими указанных выше значений в зависимости от значения коэффициента пропорциональности

$$\frac{w_y}{p+q} \left(\text{или} \frac{w_n}{m+n} \right).$$

В противофазном мосте с КТ при $\dot{U}_n = \text{const}$ и $Z_y = \infty$ (или с ТН при $I_n = \text{const}$ и $Z_y = 0$) при $|A|=1$ ($|B|=1$) чувствительность оказывается в идеальном случае бесконечно большой [Л. 76, 81, 131], как в обычном противофазном мосте [Л. 69]; однако в отличие от обычных мостов в рассматриваемых мостах напряжение, приложенное к исследуемому объекту и плечу сравнения (Z_1 и Z_2) [Л. 20, 76, 121, 220], оказывается равным при равновесии моста заданному напряжению \dot{U}_n источника питания (или же протекающий через исследуемый объект и плечо сравнения ток оказывается равным при равновесии моста заданному току \dot{I}_n источника питания). Указанная выше способность обеспечить максимальную (в пределе бесконечную) чувствительность при сохранении незначительных падений напряжения на исследуемом объекте в противофазном мосте с компаратором токов неоднократно использовалась при создании высокочувствительных трансформаторных измерительных мостов [Л. 20, 220]. При этом в соответствии с рассмотренным в § 2-1 свойством согласованной звезды, сохранять точность плечевых отношений независимо от значений

шунтирующих отдельные стороны сопротивлений возможно путем использования вспомогательных шунтирующих сопротивлений обеспечить максимальную чувствительность в широком диапазоне измеряемых параметров [Л. 121]; в частности, в мосте для измерения емкостей при малых напряжениях питания, описанном в [Л. 20], обеспечение режима практически постоянной высокой чувствительности достигнуто путем включения в диагональ указателя вспомогательных катушек индуктивности.

Для моста с ТН с трансформаторным подключением источника заданного напряжения (см. рис. 1-5,б) чувствительность по напряжению в соответствии с выражением (2-7в), а также для моста с КТ с питанием от источника заданного тока и трансформаторным подключением указателя равновесия (см. рис. 1-7,б) чувствительность по току в соответствии с выражением (2-9в) при определенных условиях могут также изменяться незначительно в широком диапазоне изменений величины $|A|$ или $|B|$. Действительно, если выбрать величины $m/\omega_{\text{и}}$ или $p/\omega_{\text{у}}$ постоянными ($m/\omega_{\text{и}} = \text{const}$ или $p/\omega_{\text{у}} = \text{const}$), то характер изменения модулей чувствительности при изменении величин $|A|$ и $|B|$ окажется таким же, как и рассмотренный выше при этих условиях характер изменения модулей чувствительности в соответствии с выражениями (2-7б), (2-7г) и (2-9а), (2-9г) для синфазных и противофазных мостов [Л. 135]. Аналогично можно получить практически постоянный модуль чувствительности для данных мостов в широком диапазоне изменений величины $|A|$ или $|B|$ ($1 < |A| < \infty$ или $1 < |B| < \infty$), если выбрать постоянными величины $n/\omega_{\text{у}}$ или $q/\omega_{\text{у}}$ [Л. 81, 131, 135].

Таким образом, в зависимости от конкретного режима включения источника питания и указателя равновесия мосты с трансформаторами напряжения и компараторами токов могут обеспечить различные по чувствительности и другим характеристикам режимы измерения параметров исследуемого объекта. Вполне очевидно, что наряду с рассмотренными выше режимами возможны их определенные комбинации. Приведенный выше один из простейших примеров таких комбинаций, характеризующийся зависимостями (2-10), показывает, что разнообразие зависимостей чувствительности трансформаторных измерительных мостов от изменения их параметров чрезвычайно широко.

2-3. ВЛИЯНИЕ ОСТАТОЧНЫХ ПАРАМЕТРОВ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ПЛЕЧ НА ПОЛУЧЕНИЕ ВЫСОКОЙ И ПОСТОЯННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

Выше мы рассмотрели особенности чувствительности мостовых цепей с плечевыми трансформаторами напряжения и компараторами токов, предполагая параметры индуктивно связанных плеч идеальными. В действительности же одинаково неосуществима ни идеальная катушка индуктивности (т. е. катушка индуктивности без потерь), ни идеальная индуктивная связь (т. е. $k=1$), так как практически всегда имеются и активное сопротивление катушки, и некоторая индуктивность рассеяния. Поэтому вполне естественно возникает вопрос: какое влияние оказывают эти два неизбежных фактора — отсутствие идеальной индуктивной связи и наличие несвязанного (см. § 2-1) активного сопротивления в индуктивно связанных плечах — на чувствительность моста с тесной индуктивной связью?

Рассмотрим поставленный вопрос на примере чувствительности по напряжению моста с КТ с непосредственным подключением указателя равновесия (см. рис. 1-7,а) и питанием цепи заданным напряжением [Л. 131, 136]. В идеальном случае чувствительность по напряжению моста в указанном режиме определяется выражением (2-76). Запишем полные сопротивления плеч Z_p и Z_q без учета индуктивной связи в следующем виде:

$$\left. \begin{aligned} Z_p &= R_p + j\omega L_p = j\omega L_p (1 - j \operatorname{tg} \delta_p); \\ Z_q &= R_q + j\omega L_q = j\omega L_q (1 - j \operatorname{tg} \delta_q), \end{aligned} \right\} \quad (2-11)$$

где

$$\operatorname{tg} \delta_p = \frac{R_p}{\omega L_p}; \quad \operatorname{tg} \delta_q = \frac{R_q}{\omega L_q}. \quad (2-12)$$

Взаимную индуктивность выразим через коэффициент связи k и индуктивности L_p и L_q :

$$M = k \sqrt{L_p L_q}. \quad (2-13)$$

Используя, как и выше, формулы преобразования в эквивалентную звезду цепи, содержащей взаимную индуктивность, и учитывая (2-11—(2-13), найдем относительную чувствительность моста при реальных условиях:

$$|S_o^o|_{Z,p}^U = \frac{1}{(1+A) \left\{ \frac{-j\omega M}{Z_1} \left[1 + \frac{j\omega L_p (1 - j \operatorname{tg} \delta_p) + j\omega M}{j\omega L_q (1 - j \operatorname{tg} \delta_q) + j\omega M} \right] + 1 + A^{-1} \right\}}.$$

Отсюда после ряда несложных, но громоздких алгебраических преобразований получим:

$$[S_o^o]_{z,p}^U = \frac{1}{(1+A)(1+\rho A^{-1})}, \quad (2-14)$$

где

$$\begin{aligned} \rho = & \frac{1 - k^2 - \operatorname{tg} \delta_p \operatorname{tg} \delta_q - j (\operatorname{tg} \delta_p + \operatorname{tg} \delta_q)}{1 + k \left(\sqrt{\frac{L_p}{L_q}} + \sqrt{\frac{L_q}{L_p}} \right) + k^2 - \operatorname{tg} \delta_p \operatorname{tg} \delta_q -} \rightarrow \\ & \leftarrow \frac{-j \left[\operatorname{tg} \delta_p \left(1 + k \sqrt{\frac{L_p}{L_q}} \right) + \operatorname{tg} \delta_q \left(1 + k \sqrt{\frac{L_q}{L_p}} \right) \right]}{\approx} \\ & \approx \frac{1 - k^2 - \operatorname{tg} \delta_p \operatorname{tg} \delta_q - j (\operatorname{tg} \delta_p + \operatorname{tg} \delta_q)}{1 + k \left(\frac{p}{q} + \frac{q}{p} \right) + k^2 - \operatorname{tg} \delta_p \operatorname{tg} \delta_q -} \rightarrow \\ & \leftarrow \frac{-j \left[\operatorname{tg} \delta_p \left(1 + k \frac{p}{q} \right) + \operatorname{tg} \delta_q \left(1 + k \frac{q}{p} \right) \right]}{.} \end{aligned}$$

Из формулы (2-14) видно, что при реальных условиях (при несвязанном активном сопротивлении в индуктивно связанных плечах и отсутствии идеальной индуктивной связи) диапазон изменений отношения плеч, внутри которого чувствительность моста может оставаться высокой и практически постоянной, определяется коэффициентом ρ и может оказаться более или менее широким в зависимости от величины последнего. Нетрудно также видеть, что при $\operatorname{tg} \delta_p = \operatorname{tg} \delta_q = 0$ и $k=1$ коэффициент ρ становится равным нулю и выражение (2-14) превращается в (2-76). С другой стороны, при $k=0$ (т. е. при отсутствии индуктивной связи между плечами отношения) или при $\operatorname{tg} \delta_p \rightarrow \infty$ и $\operatorname{tg} \delta_q \rightarrow \infty$ (т. е. при активных плечах отношения) имеем $\rho=1$ и формула (2-14) превращается в известную формулу для чувствительности обычного четырехплечего моста, симметричную по отношению к единице, т. е. получаем:

$$[S_o^o]_{z,p}^U = \frac{1}{(1+A)(1+A^{-1})}.$$

Представим теперь выражение (2-14) в виде:

$$[S_o^o]_{z,p}^U = \frac{1}{1 + \frac{|\rho|}{a} e^{(\varphi_p - \theta)}} [S_o^o]_{z,n}^U, \quad (2-15)$$

где $|\rho|$ и a — модули, а φ_p и θ — фазовые углы величин ρ и A соответственно; $[S_o^o]_{Z_{ин}}^U$ — чувствительность в идеальном случае, определяемая выражением (2-76).

Исходя из (2-15), находим модуль чувствительности при реальных условиях:

$$|[S_o^o]_{Z_{ip}}^U| = \frac{1}{\sqrt{1 + 2 \frac{|\rho|}{a} \cos(\varphi_p - \theta) + \left(\frac{|\rho|}{a}\right)^2}} |[S_o^o]_{Z_{ин}}^U|. \quad (2-16)$$

Практически представляет интерес вопрос о том, какова допустимая величина $|\rho|$, при которой в диапазоне $1 \geq a \geq a_{мин}$, где $a_{мин} < 1$, уменьшение чувствительности не превосходит допустимого значения. При этом целесообразно рассмотреть худший случай, когда $\cos(\varphi_p - \theta) = 1^*$. Учитывая вышесказанное, можем на основе выражения (2-16) записать следующее соотношение:

$$\frac{1}{\sqrt{1 + 2 \frac{|\rho|}{a_{мин}} + \left(\frac{|\rho|}{a_{мин}}\right)^2}} \geq \frac{1 - \delta S_p}{\sqrt{1 + 2|\rho| + (|\rho|)^2}}, \quad (2-17)$$

где δS_p — допустимое изменение (уменьшение) чувствительности внутри заданного диапазона за счет наличия коэффициента ρ .

Из (2-17) после небольших преобразований получим:

$$|\rho| \leq \frac{1 - \sqrt{1 - \delta S_p}}{\frac{a_{мин}}{\sqrt{1 - \delta S_p}} - 1} \text{ для } a_{мин} < \sqrt{1 - \delta S_p}. \quad (2-18)$$

Можно считать, что уменьшение чувствительности на 15 — 20%, не снижает метрологических качеств моста. Подставив в выражение (2-18) $\delta S_p \approx 0,2$, найдем:

$$|\rho| \leq \frac{0,1}{\frac{0,9}{a_{мин}} - 1} \text{ для } a_{мин} < 0,9.$$

Максимальные значения модуля коэффициента ρ , соответствующие заданным значениям $a_{мин}$, приведены в табл. 2-1.

* Очевидно, что при $\cos(\varphi_p - \theta) < 1$ может произойти не уменьшение, а увеличение чувствительности.

Таблица 2-1

$a_{\text{мин}}$	0,5	0,1	0,05	0,01	0,005	0,001
$ \rho _{\text{макс}}$	0,125	0,0125	0,0059	0,0011	0,00056	0,00011

Расширить диапазон, в котором чувствительность практически постоянна, можно уменьшением $|\rho|$, что может быть достигнуто только путем уменьшения активных сопротивлений индуктивно связанных плеч и одновременного улучшения индуктивной связи, причем при условии рационального их сочетания. На рис. 2-4 приведен график зависимости модуля коэффициента ρ от большего из тангенсов углов потерь $\text{tg } \delta_{\text{макс}}$ для разных значений отношения витков p/q и коэффициента связи k . Из графика видно, что путем уменьшения $\text{tg } \delta_{\text{макс}}$ при заданном k или, наоборот, путем увеличения k при заданном $\text{tg } \delta_{\text{макс}}$ заметное уменьшение $|\rho|$ может быть достигнуто только на некотором определенном участке, причем возможность уменьшения $|\rho|$ тем больше, чем больше отличается от единицы значение отношения витков p/q .

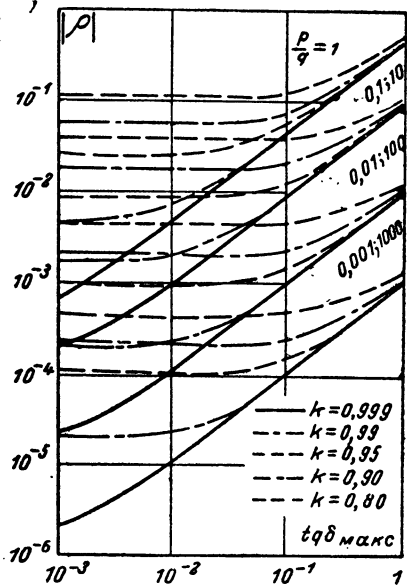


Рис. 2-4.

Необходимо иметь в виду, что допустимое значение $|\rho|_{\text{макс}}$ мы определяли, предположив постоянным идеальное значение чувствительности $[S_o^o]_{Z,и}^U$ в рассматриваемом диапазоне $1 \geq a \geq a_{\text{мин}}$, хотя на самом деле это постоянство лишь приближенное. При более строгом подходе следует учитывать и изменение $[S_o^o]_{Z,и}^U$ в заданном диапазоне изменений a .

Как видно из рассмотренного примера, остаточные параметры индуктивно связанных плеч могут существенно сузить диапазон постоянной и высокой чувствительности даже при сравнительно небольших их относительных значениях по сравнению с основной индуктивностью тесно связанных плеч. Подобным образом остаточные параметры приводят к заметному снижению и других исследованных выше эффектов, свойственных чувствительности мостов с плечевыми трансформаторами напряжения и компараторами токов, например к существенному уменьшению максимально высокой чувствительности противофазных мостов [Л. 19]. Но тем не менее рассмотренные в § 2-2 специфические особенности чувствительности трансформаторных измерительных мостов в большей или меньшей степени проявляются и в реальных условиях, позволяя обеспечить повышенные метрологические характеристики.

При более строгом анализе закономерностей, характеризующих чувствительность мостовых цепей с индуктивно связанными плечевыми элементами с учетом остаточных параметров, необходимо принимать во внимание ярко выраженный комплексный характер связанных параметров реальных индуктивных плеч (см. § 2-1). В заключение следует отметить, что в ряде случаев требуемые ограничения, налагаемые на сопротивления входных цепей указателей равновесия ($Z_y = \infty$ или $Z_y = 0$), а также требования к стабильности напряжения или тока питания мостовой цепи могут не выполняться с достаточной точностью. В указанных ситуациях необходимо прибегать к тому или иному способу учета чувствительности трансформаторных измерительных мостов по мощности [Л. 68, 102].

2-4. ПОЛУЧЕНИЕ ВЫСОКОЙ И ПОСТОЯННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ МОСТОВ С ДИСКРЕТНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

В § 2-2 и 2-3 получены были выражения для определения чувствительности мостов с тесной индуктивной связью в различных режимах. Однако чувствительность мостовых цепей, уравниваемых посредством коммутации витков (см. гл. 6), не исследовалась. Кроме того, не исследовано было влияние геометрических и электрических параметров сердечников на значение чувствитель-

ности. Рассмотрим эти вопросы для наиболее распространенного двойного моста с тесной индуктивной связью (рис. 2-5), предполагая, что активные сопротивления обмоток равны нулю, паразитные емкости отсутствуют и

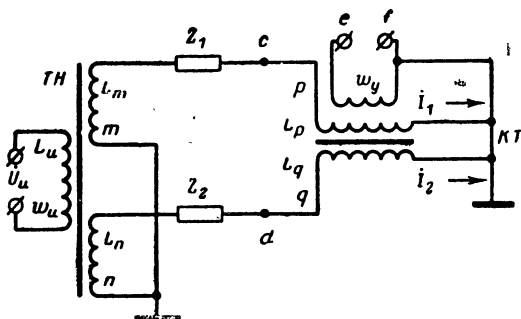


Рис. 2-5.

коэффициент связи между обмотками равен единице, т. е.

$$M_{pq} = \sqrt{L_p L_q} \text{ и } M_{mn} = \sqrt{L_m L_n}.$$

Указатель равновесия может быть подключен к мостовой цепи или через обмотку L_y сердечника КТ, или к точкам c, d мостовой цепи. Как уже указывалось (см. § 2-2), режим включения указателя значительно влияет на зависимость чувствительности от параметров мостовой цепи.

В результате принципиально несложных, но громоздких выкладок можно получить следующие выражения для напряжения \dot{U}_{ef} (включение указателя через обмотку) и напряжения \dot{U}_{cd} (непосредственное включение указателя):

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_{ef} &= \dot{U}_n \frac{\sqrt{L_y}}{\sqrt{L_n}} \left(\frac{Z_2 \sqrt{L_p L_m} - Z_1 \sqrt{L_q L_n}}{Z_1 L_q + Z_2 L_p + \frac{Z_1 Z_2}{j\omega}} \right); \\ \dot{U}_{cd} &= \dot{U}_n \frac{\sqrt{L_p} + \sqrt{L_q}}{\sqrt{L_n}} \left(\frac{Z_2 \sqrt{L_p L_m} - Z_1 \sqrt{L_q L_n}}{Z_1 L_q + Z_2 L_p + \frac{Z_1 Z_2}{j\omega}} \right). \end{aligned} \right\} \quad (2-19)$$

Напряжение $\dot{U}_н$ даже при бесконечной мощности генератора не может быть особенно большим, потому что наступит насыщение сердечника трансформатора напряжения. Для сердечников в мостах с тесной индуктивной связью применяются ферриты или пермаллой, индукция насыщения которых невелика. Кроме того, габариты сердечников тоже не могут быть большими в связи с технологическими трудностями их изготовления. В связи с этим ограничивающим условием будет не мощность генератора, а насыщение сердечника ТН. При этом напряжение $U_н$ можно выразить через параметры сердечника ТН.

Воспользовавшись известной из общей электротехники зависимостью, можно записать:

$$U_н = \omega s_T \omega_n B_T, \quad (2-20)$$

где $B_T = 0,707 B_{T.\text{макс}}$; $B_{T.\text{макс}}$ — индукция насыщения материала сердечника ТН; s_T — площадь сечения сердечника ТН.

Индуктивность также может быть определена по известной формуле:

$$L \approx \frac{\mu \omega^2 s}{l}, \quad (2-21)$$

где μ — магнитная проницаемость; l и s — длина средней силовой линии и площадь сечения сердечника; ω — число витков обмотки.

Подставив (2-20) и (2-21) в (2-19) и полагая $\arg \dot{U}_н = 0$, получим после сокращения:

$$\dot{U}_{ef} = \omega s_T \omega_y B_T \frac{Z_2 p m - Z_1 q n}{Z_1 q^2 + Z_2 p^2 + \frac{Z_1 Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K}}; \quad (2-22)$$

$$\dot{U}_{cd} = \omega s_T (p + q) B_T \frac{Z_2 p m - Z_1 q n}{Z_1 q^2 + Z_2 p^2 + \frac{Z_1 Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K}}, \quad (2-23)$$

где s_K , l_K и μ_K — площадь сечения, длина средней силовой линии и магнитная проницаемость сердечника компаратора токов.

Для расчета моста с дискретным уравниванием существенное значение имеет величина не относительной, а абсолютной чувствительности. Очевидно, что значения абсолютной чувствительности S будут различными для

различных уравнивающих параметров. Уравновешивание моста может производиться изменением p и q для цепи КТ и m и n для цепи ТН. Определим для примера только чувствительности по q и n . Из (2-22) получим следующее уравнение для чувствительности \dot{S}_q^{ef} вблизи равновесия цепи:

$$\dot{S}_q^{ef} = \frac{\omega s_T \omega_Y B_T}{q \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) + \frac{Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K n}} \quad (2-24)$$

Из (2-24) следует, что модуль чувствительности \dot{S}_q^{ef} не будет зависеть от изменения регулируемого параметра q , если

$$qn \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) \ll \frac{|Z_2| l_K}{\mu_K \omega s_K} \quad (2-25)$$

при этом

$$|\dot{S}_q^{ef}| = \frac{\mu_K \omega^2 s_T s_K \omega_Y n B_T}{|Z_2| l_K} \quad (2-26)$$

Из (2-23) получим:

$$\dot{S}_q^{cd} = \frac{-\omega s_T (p+q) B_T}{q \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) + \frac{Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K n}} \quad (2-27)$$

Для того чтобы модуль чувствительности \dot{S}_q^{cd} не зависел от регулировки q , необходимо, кроме условия (2-25), выполнить также условие $p \gg q$. Анализ выражения (2-27) показывает, что при этом мост может применяться только для измерения больших сопротивлений Z_1 в очень узком диапазоне. При подключении же указателя равновесия к точкам e, f мост может применяться для измерения практически любых сопротивлений (диапазон измерений при постоянной чувствительности может быть расширен на несколько порядков).

Для обеспечения прямого отсчета при регулировке q сопротивления Z_1 и Z_2 должны быть емкостными. Полагая $Z_2 = 1/j\omega C_2$, из (2-26) получим следующее выражение для модуля чувствительности:

$$|\dot{S}_q^{ef}| = \frac{\mu_K \omega^3 s_T s_K \omega_Y n C_2 B_T}{l_K} \quad (2-28)$$

Заметим, что от магнитной проницаемости и длины пути магнитного потока сердечника ТН чувствительность \dot{S}_q^{ef} не зависит.

Интересным представляется совместное исследование выражений (2-25) и (2-26). Для получения максимальной чувствительности необходимо, чтобы член, стоящий в левой части (2-25), был как можно меньше. Однако для выполнения условия (2-25) он не должен быть слишком мал. Для того чтобы иметь возможность уменьшить этот член и добиться увеличения чувствительности, необходимо уменьшать количества витков p и q и увеличивать количества витков m и n . Так как условием равновесия данного моста является соотношение (1-12), то такое изменение количеств витков не приведет к изменению отношения сопротивлений Z_1 и Z_2 . Следовательно, можно добиться увеличения чувствительности без сужения диапазона измерений.

Допустим теперь, что уравнивание производится регулировкой числа витков n . Из выражений (2-22) и (2-23) определим чувствительности \dot{S}_n^{ef} и \dot{S}_n^{cd} по регулируемому параметру n :

$$\dot{S}_n^{ef} = \frac{-\omega s_T \omega_Y B_T}{n \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) + \frac{Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K q}}; \quad (2-29)$$

$$\dot{S}_n^{cd} = \frac{-\omega s_T (p+q) B_T}{n \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) + \frac{Z_2 l_K}{j \omega \mu_K s_K q}}. \quad (2-30)$$

Нетрудно видеть, что условием независимости чувствительности по n от регулировки количества витков n для (2-29) и (2-30) будет и в данном случае неравенство (2-25). Эта весьма важная особенность двойных мостов с тесной индуктивной связью используется при построении цепей, уравниваемых по обоим параметрам только изменением количеств витков (см. гл. 6).

При выполнении условия (2-25) выражение (2-29) приводится к виду

$$|\dot{S}_n^{ef}| = \frac{\mu_K \omega^2 s_T s_K \omega_Y q B_T}{|Z_2| l_K}. \quad (2-31)$$

Из выражений (2-26) и (2-31) следует, что

$$\frac{|\dot{S}_q^{ef}|}{|\dot{S}_n^{ef}|} = \frac{n}{q}, \quad (2-32)$$

т. е. отношение модулей чувствительностей по параметрам q и n обратно пропорционально отношению количеств витков q и n .

Рассмотрим выбор параметров мостовой цепи, уравновешиваемой изменением количества витков n . В качестве исходных выражений примем (2-25) и (2-31). Вместо неравенства (2-25) можно взять равенство

$$qn \left(\frac{q}{n} + \frac{p}{m} \right) = \frac{1}{d} \cdot \frac{|Z_2| l_{\kappa}}{\omega \mu_{\kappa} s_{\kappa}},$$

где $d \gg 1$.

Для того чтобы последнее равенство выполнялось для больших значений чувствительности, необходимо принять, что $\frac{p}{m} \rightarrow 0$. При этом получим:

$$q^2 = \frac{1}{d} \cdot \frac{|Z_2| l_{\kappa}}{\omega \mu_{\kappa} s_{\kappa}}.$$

Подставив последнее равенство в (2-31), найдем:

$$|\dot{S}_n^{ef}| = \frac{\omega s_{\tau} w_y B_{\tau} V \overline{\omega \mu_{\kappa} s_{\kappa}}}{V d |Z_2| l_{\kappa}}. \quad (2-33)$$

Если мост предназначен для измерения емкости, то

$$Z_2 = 1/j\omega C_2$$

$$|\dot{S}_n^{ef}| = \frac{\omega^2 s_{\tau} w_y B_{\tau} V \overline{\mu_{\kappa} s_{\kappa} C_2}}{V d l_{\kappa}}. \quad (2-34)$$

Выражение (2-34) определяет максимальную чувствительность \dot{S}_n^{ef} в зависимости от параметров сердечников и величины образцовой емкости C_2 . Если величина образцовой емкости не ограничивается конструктивными и технологическими особенностями прибора, то \dot{S}_n^{ef} можно выразить через количество витков q ; при этом из (2-31) получим:

$$|\dot{S}_n^{ef}| = \frac{\omega s_{\tau} w_y B_{\tau}}{dq}, \quad (2-35)$$

т. е. чувствительность \dot{S}_n^{ef} обратно пропорциональна количеству витков q . Такой результат получился потому, что мы предположили, что емкость C_2 может быть неограниченно большой; в противном случае необходимо пользоваться выражением (2-34).

Мы рассмотрели формулы для расчёта чувствительности в дорезонансной области, т. е. при условии (2-25) *. Значительный интерес представляет также исследование чувствительности двойных мостов в резонансной и зарезонансной областях, а также при различных ограничивающих условиях. Например, независимость чувствительности S_n от n можно получить, если в (2-29) и (2-30) принять $p/m=0$. Кроме того, если двойной мост потребляет значительную активную или реактивную мощность, то ограничивающим условием будет, кроме насыщения сердечника трансформатора ТН, и его мощность. Эти вопросы и ряд других требуют обстоятельного исследования. Однако и полученные зависимости позволяют во многих случаях правильно рассчитать чувствительность двойных мостов, уравниваемых изменением количества витков.

2-5. РЕАЛЬНАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ И ЭЛЕМЕНТЫ ЗАЩИТЫ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ МОСТОВ

Как уже упоминалось (см. § 1-1), высокая помехоустойчивость плечевых элементов с тесной индуктивной связью не только обеспечивает возможность хорошей защиты этих мостов от влияния паразитных связей [Л. 131, 146], но и создает хорошие предпосылки для измерения комплексных сопротивлений у любых разновидностей исследуемых пассивных электрических объектов:

сопротивлений однополюсно заземленных и не заземленных свободных двухполюсников;

рабочих сопротивлений однополюсно заземленных и симметричных относительно земли двухполюсников, обладающих значительными паразитными проводимостями на землю;

частичных сопротивлений на землю и частичных внутренних сопротивлений двухполюсников и многополюсников [Л. 146].

* При измерении емкостных сопротивлений знаменатели выражений (2-24), (2-27), (2-29) и (2-30) могут обращаться в нуль. Это условно можно считать резонансом. Заметим, что указанный резонанс в двойных мостах может быть получен не только изменением параметров цепи сравнения токов, но и изменением количества витков m или n , т. е. изменением напряжений.

Кроме того, плечевые элементы с тесной индуктивной связью создают благодаря нечувствительности к шунтирующим влияниям рассмотренную выше возможность схемного построения плеч сравнения в мостах или же обеспечения специальных режимов измерения искомых параметров (см., например, § 1-3—1-5).

Устойчивость к шунтирующим влияниям остается у индуктивно связанных элементов, несмотря на определенную неидеальность их реализации, проявляющуюся в некоторых остаточных параметрах, основным из которых при современной технологии обеспечения тесной связи (см. гл. 3) оказывается активное сопротивление обмоток индуктивных элементов. Рассмотрим этот вопрос несколько подробнее на примере четырехплечих трансформаторных мостов с трансформатором напряжения (см. рис. 1-5,а) и компаратором токов (см. рис. 1-7,а).

Пусть в схеме на рис. 1-5,а обмотка m шунтируется паразитным сопротивлением Z_s (на схеме резистор Z_s не показан). Воспользовавшись заменой индуктивно связанных плеч эквивалентной звездой с согласованными индуктивными сопротивлениями плеч и остаточными, несогласованными активными сопротивлениями индуктивных обмоток R_m и R_n и учитывая, что реальное отношение индуктивно связанных плеч может быть определено как отношение напряжений \dot{U}_{ad} и \dot{U}_{bd} , нетрудно найти условие равновесия моста при наличии шунтирующего сопротивления Z_s в случае тесной индуктивной связи:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{m}{n} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_m}{Z_s}}. \quad (2-36)$$

Аналогичное выражение легко найти и для схемы на рис. 1-7,а, предполагая шунтирование обмотки p сопротивлением Z_s , допуская идеальную тесную связь индуктивных обмоток компаратора токов и наличие в них активных потерь R_p и R_q и определяя отношение индуктивно связанных плеч как величину, обратную отношению токов \dot{I}_{ac} и \dot{I}_{ad} :

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{p}{q} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_p}{Z_s}}. \quad (2-37)$$

Проанализируем погрешность, обусловленную влиянием паразитного шунтирующего сопротивления Z_s на реальное отношение индуктивно связанных плеч.

Если сопротивление Z_s имеет чисто емкостный характер, т. е. если $Z_s = -jX_s$, то выражение (2-36) примет вид:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{m}{n}\right) \frac{1}{1 + j \frac{R_m}{X_s}} \approx \frac{m}{n} \left[1 - \left(\frac{R_m}{X_s}\right)^2 - j \frac{R_m}{X_s} \right]$$

и относительная погрешность измерения сопротивления Z_1 будет равна:

$$\delta Z_1 = \left(\frac{R_m}{X_s}\right)^2 + j \frac{R_m}{X_s}. \quad (2-38)$$

Так как реактивная составляющая X_s паразитного сопротивления Z_s , как правило, значительно больше активного сопротивления R_m индуктивного плеча, то практически

$$\delta Z_1 \approx 0.$$

Таким образом, наличие паразитных емкостных сопротивлений, шунтирующих индуктивно связанные плечи отношения в мосте с трансформатором напряжения (см. рис. 1-5,а), практически не приводит к изменению отношения плеч и появлению погрешностей измерения¹. Естественно, что вследствие идентичности структуры формул (2-36) и (2-37) указанный вывод справедлив и для моста с компаратором токов (см. рис. 1-7,а).

Нетрудно показать, что при тех же значениях сопротивлений плеч моста, но при отсутствии тесной индуктивной связи отношение плеч при наличии паразитного шунтирующего сопротивления Z_s равно:

$$\frac{Z_1}{Z_2} = \left(\frac{m}{n}\right) \frac{1}{1 + \frac{Z_m}{Z_s}},$$

где $Z_m = R_m + jX_m = R_m + j\omega(L_m + M)$,

¹ Если полное сопротивление Z_s содержит и активную составляющую (сопротивление диэлектрических потерь R_s), то

$$\frac{Z_1}{Z_2} \approx \frac{m}{n} \left[1 - \frac{R_m(R_m + R_s)}{X_s^2} - j \frac{R_m}{X_s} \right]$$

и

$$\delta Z_1 \approx \frac{R_m(R_m + R_s)}{X_s^2} + j \frac{R_m}{X_s}.$$

или при $Z_s = -jX_s$ для $X_s \gg |Z_m|$

$$\frac{Z_1}{Z_2} \approx \frac{m}{n} \left[1 + \frac{X_m}{X_s} - \left(\frac{R_m}{X_s} \right)^2 - j \frac{R_m}{X_s} \right].$$

Следовательно, в выражение для погрешности измерения при отсутствии тесной индуктивной связи между плечами отношения

$$\delta Z_1 \approx -\frac{X_m}{X_s} + \left(\frac{R_m}{X_s} \right)^2 + j \frac{R_m}{X_s},$$

кроме пренебрежимо малых величин $(R_m/X_s)^2$ и $j \frac{R_m}{X_s}$, входит член $-X_m/X_s$, значение которого может оказаться весьма заметным.

Наряду с отмеченной выше нечувствительностью к влиянию паразитных шунтирующих емкостей мосты с индуктивными компараторами токов (см. рис. 1-7, а и б) обладают еще тем замечательным свойством, что при равновесии моста потенциалы точек c и d близки к потенциалу точки b . Действительно, поскольку при равновесии моста магнитный поток в магнитопроводе компаратора токов практически исчезает, разность потенциалов между точками c и b и d и b обуславливается лишь индуктивностями рассеяния и активными сопротивлениями обмоток и оказывается весьма малой по сравнению с падениями напряжения на Z_1 и Z_2 . Следовательно, при заземлении в указанных мостах точки b потенциалы точек c и d мало отличаются от потенциала земли. В то же время чувствительность моста оказывается высокой (см. § 2-2).

Таким образом, мы установили, что, несмотря на наличие в индуктивно связанных элементах остаточных несвязанных активных сопротивлений, мостовые цепи с такими плечевыми элементами могут сохранить высокую собственную помехоустойчивость и хорошие условия для защиты цепи указателя равновесия [Л. 146]. Можно было бы подобным образом показать, что не особенно существенно влияет на указанные качества трансформаторных мостов также наличие некоторых незначительных индуктивностей рассеяния. Рассмотренные свойства характерны и для более сложных мостовых измерительных цепей с индуктивно связанными плечевыми элементами.

Хотя влияние несвязанных активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния индуктивно связанных плеч

на уменьшение их помехоустойчивости в принципе весьма незначительно, тем не менее при особо высоких точностях оно может оказаться недопустимо большим. Кроме того, указанное влияние может оказаться недопустимо большим и при сравнительно невысоких точностях, когда ставится задача измерения частичных сопротивлений (проводимостей) и роль «паразитных» шунтирующих сопротивлений могут выполнять сравнительно небольшие сопротивления, сравнимые с обычными основными плечевыми сопротивлениями и даже с остаточными активными или реактивными сопротивлениями индуктивно связанных плеч. В связи с этим остановимся вкратце на некоторых дополнительных возможностях повышения точности при заданных соотношениях между паразитными и основными плечевыми параметрами или расширения диапазона этих соотношений при заданной точности измерения, представляемых использованием плечевых элементов с тесной индуктивной связью. Обе отмеченные ситуации имеют место прежде всего в уже упомянутой задаче измерения частичных сопротивлений (проводимостей). Как уже отмечалось, данная задача возникает, во-первых, потому, что в общем случае исследуемое двухполюсное сопротивление может обладать некоторыми паразитными проводимостями на землю, и, во-вторых, потому, что зачастую имеется необходимость определения сопротивления (проводимости) какого-либо двухполюсного участка электрической цепи или ее элемента без нарушения целостности данной цепи или элемента. Широко известные примеры подобной задачи — определение частичных емкостей трехэлектродного конденсатора или частичных емкостей многоэлектродной лампы (см., например, [Л. 146], а также § 7-1).

Касааясь повышения точности измерения частичных сопротивлений, необходимо указать, что одним из наиболее совершенных способов прямого измерения этих сопротивлений является, как известно, применение измерительных мостов со вспомогательной ветвью. Однако существенным общеизвестным недостатком моста со вспомогательной ветвью является необходимость в двойном уравнивании, что удлиняет и усложняет процесс измерения. Для устранения указанного недостатка было предложено [Л. 131, 146] выполнять элементы плеч моста любого типа механически связанными, как это показано на рис. 2-6,а, с соответствующими регулируемым эле-

ментами нижней ветви основного измерительного моста (в данном случае — ветви adb). Естественно, что при этом сопротивления плеч вспомогательной ветви и сопротивления плеч ветви adb должны быть одного характера и изменяться по одинаковому закону (пропорционально сопряженным плечам).

В отличие от использования сопряженных элементов в обычных мостах со вспомогательными ветвями, где па-

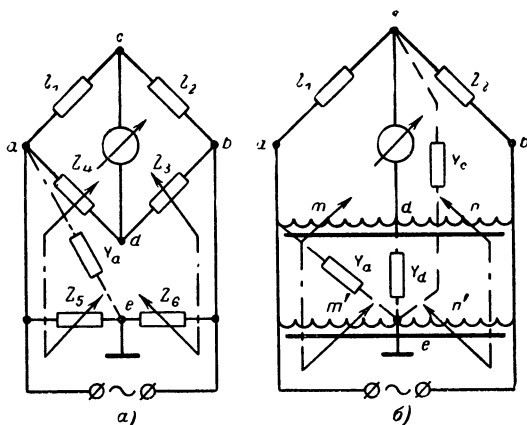


Рис. 2-6.

разитное влияние неизмеряемых сопротивлений исследуемого объекта изменяет характеристику самой вспомогательной ветви [Л. 146], использование в основной цепи и вспомогательной ветви пропорционально сопряженных плеч с тесной индуктивной связью позволяет добиться упрощения методики измерения при существенном повышении точности и расширении диапазона применимости. Приведенная на рис. 2-6,б простейшая схема построения такой трансформаторной мостовой цепи для измерения частичных сопротивлений, иллюстрирующая рассматриваемый принцип, отнюдь не исчерпывает многообразия возможных вариантов его воплощения. Пусть на этом рисунке: $Z_1 = Z_x$ — измеряемое частичное сопротивление; $Z_2 = Z_o$ — образцовое сопротивление; Y_a , Y_c — неизмеряемые частичные проводимости исследуемого объекта; Y_d — проводимость между узловыми точками ветвей с индуктивно связанными плечами.

При условии тесной индуктивной связи между соответствующими индуктивными плечами условие равновесия моста на рис. 2-6,б запишется в следующем виде:

$$\frac{Z_x}{Z_0} = \left(\frac{m}{n} \right) \frac{1 + \frac{R_n}{R'_n} \left(\frac{Y_d}{Y_a + Y_c + Y_d} \right)}{1 + (R_m Y_d - j Z_x Y_c) \frac{Y_a}{Y_a + Y_c + Y_d}},$$

где R_n , R'_n , R_m — активные сопротивления обмоток индуктивных плеч.

Рассматривая для примера случай измерения частичной емкости трехэлектродного элемента, обладающего сравнимыми величинами всех межэлектродных емкостей (измеряемой и неизмеряемых), выбрав индуктивные обмотки ветвей adb и aeb одинаковыми и учитывая, что величина $Y_d = j\omega C_d$ может быть получена во много раз меньшей величины $Y_a = j\omega C_a \approx Y_c = j\omega C_c \approx \frac{1}{Z_x} \approx j\omega C_x$, трудно найти значение основной, действительной составляющей относительной погрешности $\text{Re}(\delta Z_x)$ определения Z_x/Z_0 по отношению витков m/n без учета влияния неизмеряемых проводимостей исследуемого элемента:

$$\text{Re}(\delta Z_x) \approx (\omega C_a R_m)^2 \left(\frac{n}{m+n} \right) \left(\frac{C_d}{C_a} + \frac{n}{m+n} \right). \quad (2-39)$$

В то же время, как следует из выражения (2-38), при использовании для аналогичной цели моста с тесной индуктивной связью без вспомогательной ветви основная (действительная) составляющая относительной погрешности вследствие паразитного влияния неизмеряемой частичной проводимости определяется выражением

$$\text{Re}(\delta Z_x) \approx (\omega C_a R_m)^2. \quad (2-40)$$

При сравнении выражений (2-39) и (2-40) легко видеть, что при использовании рассматриваемого способа построения мостов (см. рис. 2-6,б) имеется возможность повысить точность измерений при заданном диапазоне применимости или же расширить диапазон применимости при заданной точности измерений частичных сопротивлений (проводимостей). Действительно, например,

Для $m=n$ из выражения (2-39) получим (учитывая, что $C_d \ll C_a$):

$$\operatorname{Re}(\delta Z_x) \approx \frac{(\omega C_a R_m)^2}{4};$$

для $m=10n$ получим:

$$\operatorname{Re}(\delta Z_x) \approx \frac{(\omega C_a R_m)^2}{100},$$

т. е. путем применения мостовой цепи, построенной по данному способу, имеется возможность многократно снизить погрешность измерений частичных емкостей, обусловленную паразитным влиянием неизмеряемых емкостей, или же многократно расширить диапазон значений неизмеряемых емкостей при заданной погрешности измерений частичной емкости.

Использование трансформаторного измерительного моста со вспомогательной ветвью с индуктивно связанными плечами, соотношение витков которых изменяется одновременно с изменением соотношения витков индуктивных плеч основной мостовой ветви и пропорционально последнему, все же не позволяет полностью подавить влияние паразитных частичных сопротивлений на результат измерения искомого частичного сопротивления. Поэтому при необходимости дальнейшего повышения точности измерений при заданном диапазоне значений искомого и паразитных частичных сопротивлений или дальнейшего расширения указанного диапазона при заданной точности измерений можно использовать трансформаторный измерительный мост с самостоятельно регулируемым соотношением витков вспомогательной ветви с индуктивно связанными плечами. При этом придется, естественно, прибегнуть к обычному двойному уравниванию мостовой цепи с использованием двух указателей (или одного указателя, переключаемого известным образом [Л. 16, 146] попеременно с основного моста во вспомогательный и наоборот).

Таким образом, применение индуктивных плечевых элементов с тесной связью обеспечивает широкие перспективы повышения точности измерений комплексных параметров и в условиях значительных электромагнитных помех.

Дополнительное уменьшение погрешностей трансформаторных измерительных мостов при шунтировании ин-

дуктивно связанных плеч паразитными сопротивлениями может быть достигнуто путем взаимной компенсации влияния различных паразитных сопротивлений на равновесие измерительной цепи.

2-6. УСЛОВИЯ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТЕЙ УРАВНОВЕШЕННЫХ МОСТОВ ПРИ ШУНТИРОВАНИИ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ПЛЕЧ ПАРАЗИТНЫМИ СОПРОТИВЛЕНИЯМИ

Рассмотрим указанные условия на примере четырех-плечных мостов с индуктивно связанными плечами в диагонали источника питания (см. § 1-3), приведенных на рис. 2-7. Эти мостовые цепи получили большее распространение, чем другие.

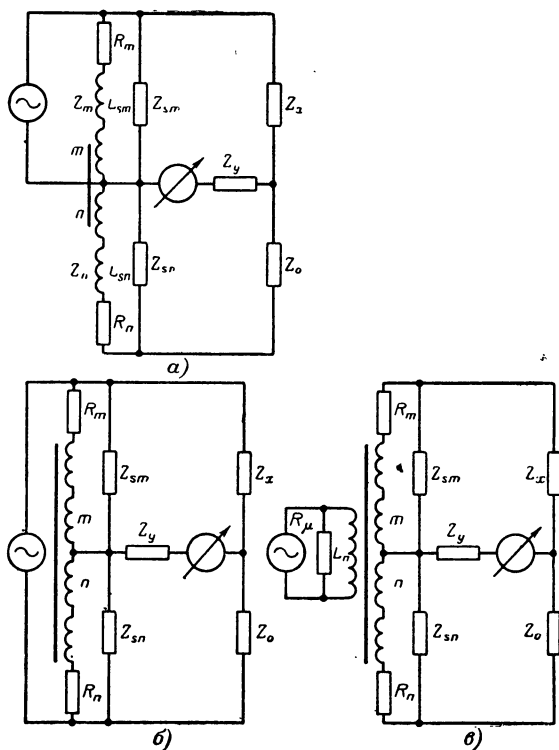


Рис. 2-7.

Мостовая цепь, представленная на рис. 2-7,а, имеет плечевой элемент, изображенный на рис. 1-2,б. На схеме Z_{sm} и Z_{sn} — паразитные полные сопротивления, шунтирующие плечи, имеющие обмотки из m и n витков; R_m , R_n , L_{sm} , L_{sn} — активные сопротивления и индуктивности рассеяния плечевых обмоток, определяющие их полные остаточные сопротивления $Z_m = R_m + j\omega L_{sm}$ и $Z_n = R_n + j\omega L_{sn}$; Z_y — сопротивление индикатора равновесия цепи. При $m = n$ можно получить:

$$Z_x \approx Z_0 \left(1 + \frac{Z_m}{j\omega M_{mn}} + \frac{Z_m + Z_n}{Z_{sn}} \right) + Z_m + Z_n. \quad (2-41)$$

Из этого выражения следует, что шунтирующее плечо m сопротивление Z_{sm} , в которое входят также потери энергии в сердечнике, на который навиты обмотки m , n , не влияет на условие равновесия цепи; оно только нагружает источник, питающий измерительную цепь.

Данный тип моста с успехом применяется [Л. 211] в тех случаях, когда исследуемый объект Z_x присоединяется к мосту длинными экранированными проводами, имеющими большие и непостоянные во времени емкости и утечки на землю; мост удобен также при проведении измерений методом замещения, когда входящие в Z_{sm} частичные параметры измеряемого сопротивления Z_x и образцовой меры, включаемой взамен его, не остаются постоянными.

Рассмотрим схему другого моста (рис. 2-7,б), содержащего плечевой элемент, приведенный на рис. 1-2,а. При равновесии цепи выполняется следующее равенство:

$$Z_x \approx \frac{m}{n} Z_0 \left[1 + \frac{m+n}{j\omega L} \left(\frac{Z_m}{m} - \frac{Z_n}{n} \right) + \frac{\frac{n}{m} Z_m + \frac{m}{n} Z_n}{m+n} \left(\frac{n}{Z_{sn}} - \frac{m}{Z_{sm}} \right) \right], \quad (2-42)$$

где L — полная индуктивность плеч отношения.

Из (2-42) следует, что отношение Z_x/Z_0 будет точно соответствовать отношению витков m/n тогда, когда выполняются следующие соотношения:

$$\frac{Z_m}{Z_n} = \frac{Z_{sm}}{Z_{sn}} = \frac{m}{n}. \quad (2-43)$$

Если допустить, что $Z_{sm} = 1/j\omega C_m$ и $Z_{sn} = 1/j\omega C_n$, то (2-43) можно будет представить в виде:

$$\frac{R_m}{R_n} = \frac{L_{sm}}{L_{sn}} = \frac{C_n}{C_m} = \frac{m}{n}. \quad (2-44)$$

При выполнении условий (2-44) погрешность будет равна нулю и при $k \neq 1$. Однако чем дальше k от единицы, тем больше значение индуктивности рассеяния и тем труднее поддерживать значения индуктивностей рассеяния в соответствии с требованиями (2-44) в широком диапазоне частот при изменениях температуры и питающего плечи напряжения. Особенно возрастают при этом погрешности вследствие действия на плечевое отношение паразитных сопротивлений Z_{sm} и Z_{sn} . Значения этих сопротивлений большей частью непостоянны и зависят от действия ряда случайных и трудно учитываемых причин. При приближении коэффициента связи k к своему предельному значению, равному единице, величины остаточных индуктивностей рассеяния уменьшаются, а с ними также второй и третий члены в равенстве (2-42). При этом несоблюдение для Z_{sm} и Z_{sn} условий (2-44) приведет к меньшей погрешности, чем при $k \neq 1$. Поэтому с целью повышения устойчивости моста против действия паразитных полных сопротивлений всеми мерами добиваются получения предельно большого коэффициента связи. На звуковых частотах погрешность вследствие действия остаточных активных сопротивлений обмоток и несоответствия их требованию (2-44) является доминирующей.

Допустим теперь, что $k=1$, а R_m и R_n удовлетворяют условиям (2-44); тогда из (2-42) получим:

$$Z_x \approx \frac{m}{n} Z_0 \left[1 + \frac{R_n}{Z_{sn}} - \frac{R_m}{Z_{sm}} \right]. \quad (2-45)$$

Заметим, что при шунтировании только одного из плеч из (2-45) следует выражение

$$Z_x \approx \frac{m}{n} Z_0 \left(1 - \frac{R_m}{Z_{sm}} \right),$$

тождественное формуле (2-36).

В дополнение к рассмотренному в § 2-5 для иллюстрации большей помехоустойчивости мостов с тесной индуктивной связью по сравнению с другими мостами

приведем сравнение погрешностей вследствие шунтирования одного из плеч отношения в мостах с различными типами этих плеч. С этой целью воспользуемся схемой на рис. 2-8,а, в которой для упрощения будем считать, что плечи $Z_{ad}=Z_{db}$ соответственно образуются из конденсаторов C_0 , сопротивлений R_0 , катушек индуктивности

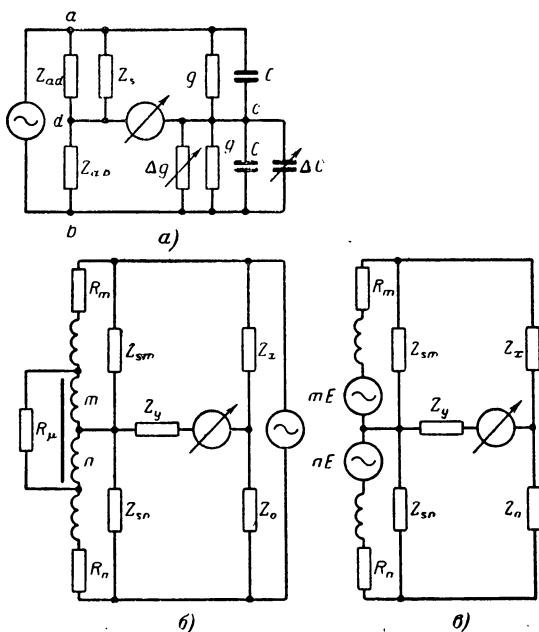


Рис. 2-8.

$(R+j\omega L)$, элементов с тесной индуктивной связью. При шунтировании плеча ad емкостью C_s или сопротивлением R_s цепь уравнивается емкостью ΔC и проводимостью Δg в плече cb . Результаты расчета сведены в табл. 2-2.

Мосты с тесной индуктивной связью, обмотки у которых имеют параметры, отвечающие условиям отношений (2-44), устойчивы также к действию протекающих по обмоткам токов намагничивания. С учетом этих токов схему моста, представленную на рис. 2-7,б, можно изобразить в несколько видоизмененном виде, как это сделано на рис. 2-8,б, где R_μ — сопротивление, эквивалент-

Таблица 2-2

	Шунтирование плеча <i>ad</i> сопротивлением R_s				Шунтирование плеча <i>ad</i> емкостью C_s			
Плечи <i>ad</i> и <i>db</i>	C_0	R_0	$R + j\omega L$	$R + j\omega(L+M);$ $k=1$	C_0	R_0	$R + j\omega L$	$R + j\omega(L+M);$ $k=1$
$\frac{\Delta C}{C}$	$-\frac{g}{\omega^2 C_0 C R_s}$	$\frac{R_0}{R_s}$	$\frac{RC + Lg}{R_s C}$	$\frac{R}{R_s}$	$\frac{C_s}{C_0}$	$\frac{C_s g R_0}{C}$	$\frac{C_s R g}{C} - \omega^2 L C_s$	$\frac{C_s R g}{C}$
$\frac{\Delta g}{g}$	$\frac{C}{C_0 R_s g}$	$\frac{R_0}{R_s}$	$\frac{Rg - \omega^2 LC}{R_s g}$	$\frac{R}{R_s}$	$\frac{C_s}{C_0}$	$\frac{\omega^2 C C_s R_0}{g}$	$\frac{-\omega^2 C C_s R}{g} - \omega^2 L C_s$	$\frac{\omega^2 C C_s R}{g}$

ное потерям в ферромагнитном материале сердечника. Условие равновесия цепи будет иметь вид:

$$Z_x \approx \frac{m}{n} Z_0 \left[1 + (m + n) \left(\frac{1}{R_\mu} + \frac{1}{j\omega L} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(\frac{Z_m}{m} - \frac{Z_n}{n} \right) + \frac{\frac{n}{m} Z_m + \frac{m}{n} Z_n}{m + n} \left(\frac{n}{Z_{sn}} - \frac{m}{Z_{sm}} \right) \right]. \quad (2-46)$$

Из выражения (2-46) следует, что условиями исключения влияния токов намагничивания и связанных с ними потерь в материале сердечника сохраняются соотношения (2-44). Особенно хорошие результаты можно получить, если одновременно с этим применять магнитные материалы с малыми потерями.

Практически свободным от влияния магнитных потерь является трехобмоточный трансформаторный мост, представленный на рис. 2-7,в, где L_π — индуктивность первичной обмотки плечевого трансформатора. В этой схеме энергия генератора компенсирует потери энергии в магнитопроводе и мостовой цепи. Потери в сердечнике магнитопровода изображены в виде эквивалентного им сопротивления R_μ , пересчитанного в первичную обмотку, через которую поступает энергия, расходуемая на вихревые токи в сердечнике и гистерезис. Элементами мостовой цепи, потребляющими энергию, являются Z_m , Z_n , Z_{sm} , Z_{sn} , Z_x , Z_0 , а также Z_y (при разбалансе цепи).

Трехобмоточный мост иногда изображают в несколько ином виде, как это показано на рис. 2-8,в, при условии, что мост является для генератора незначительной нагрузкой (E — э. д. с., наводимая в одном витке). Условие равновесия можно представить выражением

$$Z_x \approx \frac{m}{n} \left[Z_0 \left(1 + \frac{Z_n}{Z_{sn}} - \frac{Z_m}{Z_{sm}} \right) + \left(1 - \frac{Z_m}{Z_{sm}} \right) \times \right. \\ \left. \times \left(Z_n - \frac{n}{m} Z_m \right) \right]. \quad (2-47)$$

Из условия (2-47) следует, что и данный тип моста также является точным лишь при выполнении требований (2-44).

Очевидно, что погрешности вследствие влияния величин Z_m и Z_n возрастают, когда Z_m или Z_n делается соизмеримым с Z_x или Z_0 . Это наблюдается при измерении больших емкостей или малых и средних индуктив-

ностей и сопротивлений и когда мост питается токами радиочастотного диапазона. В таких случаях наиболее пригодна схема, приведенная на рис. 2-7,б, в которой большие токи, протекающие через малые Z_x и Z_o , идут непосредственно от генератора, минуя сопротивления плеч Z_m и Z_n . Те же явления наблюдаются и при шунтировании плеч моста малыми по величине паразитными сопротивлениями Z_{sm} и Z_{sn} , которые могут создавать нагрузку для обмоток трехобмоточного моста.

Условия уменьшения погрешностей уравновешенных мостов при шунтировании индуктивно связанных плеч паразитными сопротивлениями, подобные рассмотренным выше, имеют место и в случае цепей с компараторами токов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ЭЛЕМЕНТАРНЫЕ ПЛЕЧЕВЫЕ УЗЛЫ С ТЕСНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

3-1. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРЕДПОСЫЛКИ ТЕСНОЙ СВЯЗИ В ИНДУКТИВНЫХ ПЛЕЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

Для облегчения дальнейшего рассмотрения способов получения плечевых элементов, обладающих сильной магнитной связью, коротко рассмотрим физические явления, обеспечивающие тесную индуктивную связь.

Как уже указывалось (см. § 1-1), коэффициент связи k двух индуктивных элементов выражается формулой

$$k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}} = \sqrt{\frac{\Psi_{12} \Psi_{21}}{\Psi_{11} \Psi_{22}}}, \quad (3-1)$$

где Ψ_{12} — магнитное сцепление, образуемое магнитным потоком первой цепи с витками (проводниками) второй цепи; Ψ_{21} — магнитное сцепление, образуемое магнитным потоком второй цепи с витками первой; Ψ_{11} , Ψ_{22} — магнитные сцепления, образуемые магнитными потоками цепей с собственными витками;

L_1 , L_2 — индуктивности цепей; M_{12} — взаимная индуктивность между первой и второй цепями.

Максимальное значение коэффициента связи между цепями равно единице. При этом должно выполняться соотношение $\Psi_{21} \Psi_{12} = \Psi_{22} \Psi_{11}$ или $M_{12}^2 = L_1 L_2$. В действительности ввиду нали-

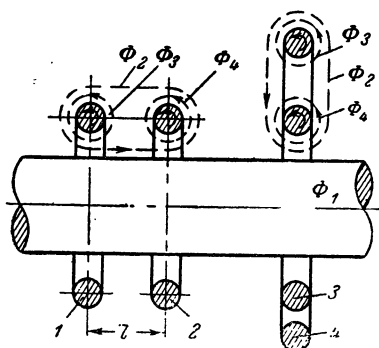


Рис. 3-1.

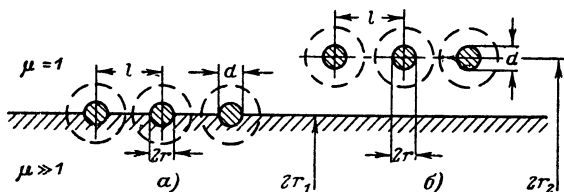
чия магнитных потоков рассеяния коэффициент связи может лишь сколь угодно близко приближаться к единице.

Воспользуемся для анализа контурами 1, 2, 3, 4, изображенными на рис. 3-1. Все контуры пронизывает основной поток Φ_1 , проходящий по сердечнику магнитопровода. Контур 1 одновременно с потоком Φ_1 пронизывается потоком Φ_2 , связанным также с контуром 2. Таким образом, контуры 1 и 2 связаны общим потоком $\Phi_1 + \Phi_2$, который определяет магнитную связь между ними; кроме этих потоков, имеются также магнитные потоки Φ_3 и Φ_4 , связанные только со своими контурами, причем одна часть этих потоков проходит внутри проводников, а другая — вокруг контуров целиком по воздуху или частично по магнитопроводу и воздуху. Аналогичные магнитные потоки наблюдаются и в контурах 3 и 4. Кроме упомянутых магнитных потоков, у многовитковых обмоток могут быть также потоки, охватывающие группы витков контуров.

Наличие потоков Φ_3 и Φ_4 приводит к уменьшению магнитного сцепления между контурами, и тогда

$$\Psi_{12}\Psi_{21} \neq \Psi_{11}\Psi_{22}.$$

Из сказанного следует, что при создании реальных обмоток необходимо различными конструктивными мерами уменьшать магнитные потоки, не связывающие контуры. Эти потоки рассеяния харак-



теризует индуктивность рассеяния. Значение индуктивности рассеяния L_s определяется магнитной энергией, сконцентрированной в проводящем материале контуров и пространстве между ними, когда один из контуров короткозамкнут, а по другому протекает ток. Интенсивность потоков рассеяния, а с нею и значение L_s зависят от величины магнитного сопротивления пути, по которому проходят силовые линии потока.

Таким образом, уменьшение потока рассеяния достигается увеличением магнитного сопротивления пути, по которому распространяются его линии. Увеличение магнитного сопротивления можно обеспечить, например, небольшим удалением проводников от сердечника магнитопровода.

На рис. 3-2, а изображен один из предельных случаев, когда силовые линии магнитного поля каждого витка приблизительно на

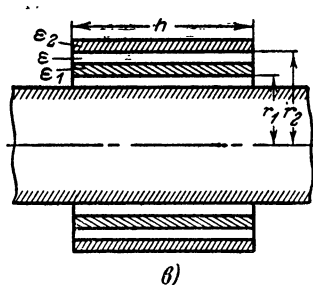


Рис. 3-2.

половину диаметра провода расположены в материале магнитопровода, у которого $\mu \gg 1$. Для равномерной обмотки из n витков, расположенной таким образом на сердечнике, индуктивность рассеяния L_s определяется следующей приближенной формулой [Л. 100]:

$$L_s \approx 0,9 \cdot 10^{-2} \frac{2\pi r_1 n}{1 + \frac{1}{\mu}} \lg \frac{l}{d}. \quad (3-2)$$

Из формулы (3-2) следует, что индуктивность рассеяния заметно зависит от μ лишь при его малых значениях. Если $\mu \gg 1$, индуктивность становится только вдвое большей, чем в случае ее расположения в воздухе, т. е. когда $\mu = 1$. Из (3-2) также следует, что, когда $\mu \gg 1$, для уменьшения L_s необходимо удалять проводники обмотки от магнитопровода на расстояние порядка нескольких толщин проводника, как показано на рис. 3-2,б.

Рассмотрим другой путь уменьшения индуктивности рассеяния — использование ленточных проводников. На рис. 3-2,в изображены два контура из ленточных проводников. При такой конфигурации проводников индуктивность рассеяния резко уменьшается за счет роста магнитного сопротивления вследствие удлинения пути для силовых магнитных линий потока рассеяния, ибо $h \gg e$, и за счет уменьшения внутреннего поля в проводниках. Формула для индуктивности рассеяния такой намотки имеет вид [Л. 213]:

$$L_s = \frac{8\pi^2 n^2}{1000h} \left[\left(\frac{r_1}{3} + \frac{\varepsilon_1}{4} \right) \varepsilon_1 + \left(r_2 - \frac{\varepsilon}{2} \right) \varepsilon + \left(r_2 + \frac{\varepsilon_2}{4} \right) \frac{\varepsilon_2}{3} \right]. \quad (3-3)$$

Если витки выполнить из предельно тонкой ленты ($\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$), то внутреннее поле в обмотках будет сведено к минимальному и формулу для подсчета индуктивности рассеяния можно будет переписать в виде:

$$L_s = \frac{4\pi n^2}{1000} \cdot \frac{2\pi e \left(r_1 + \frac{\varepsilon}{2} \right)}{h}. \quad (3-4)$$

Уравнение (3-4) наглядно показывает, что индуктивность рассеяния зависит от площади поперечного сечения пространства между обмотками, отнесенной к ширине h витка.

Попытаемся мысленно увеличить ширину витка до такого размера, чтобы она стала равна длине магнитопровода, т. е. $h = l$; тогда индуктивность рассеяния достигнет своего минимального значения (при $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 0$). В таком устройстве индуктивность витка, охватывающего магнитопровод тороидальной формы, будет пропорциональна магнитной проницаемости материала сердечника и его поперечному сечению, которое зависит от квадрата радиуса сердечника, а индуктивность рассеяния будет определяться площадью поперечного сечения пространства между обмотками, которая пропорциональна радиусу сердечника.

У тороидального трансформатора с подобными обмотками отношение основной индуктивности к индуктивности рассеяния пропорционально радиусу сердечника r_1 , его магнитной проницаемости μ

и обратно пропорционально зазору между обмотками e . Коэффициент связи в этом идеализированном устройстве при $L_1=L_2=L$ будет равен:

$$k = \frac{M}{L} = \frac{L_1 - L_s}{L} = 1 - \frac{\epsilon}{\mu r_1}. \quad (3-5)$$

Все приведенные рассуждения относительно зависимости значения k от формы обмоток остаются справедливыми и для практически встречающегося случая, когда на сердечник навиты две концентрические обмотки из ленточного провода, покрывающие всю поверхность сердечника магнитопровода.

Если обмотка будет занимать не всю поверхность магнитопровода, а только часть ее, коэффициент связи будет падать. Это объясняется тем, что индуктивность обмотки при этом останется прежней, ибо она зависит от длины магнитопровода l , а индуктивность рассеяния возрастет вследствие уменьшения магнитного сопротивления для потоков рассеяния, потому что $h < l$.

В [Л. 100] приводятся результаты экспериментального исследования зависимости индуктивности рассеяния от коэффициента $\gamma = nh/l$, показывающего отношение длины, занимаемой обмоткой, ко всей длине тороидального сердечника. При эксперименте значение γ изменялось за счет выполнения обмотки из различного числа параллельных проводов при сохранении общего числа витков неизменным. На рис. 3-3 показана экспериментально полученная зависимость

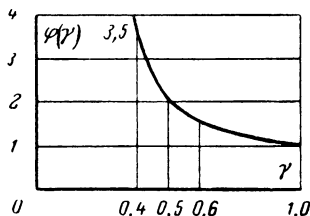


Рис. 3-3.

$$L_s/L_{\text{смакс}} = \Phi(\gamma). \quad (3-6)$$

Из формулы (3-4) следует, что индуктивность рассеяния стремится к нулю при $\epsilon \rightarrow 0$. На основании этого наибольший коэффициент

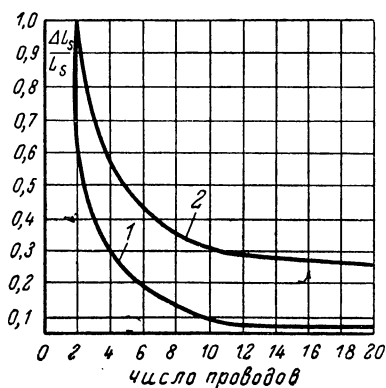


Рис. 3-4.

связи, равный единице, будет в том случае, если физически совместить бесконечно тонкие провода, образующие разные обмотки. Изготовить такую систему практически невозможно, но близкое ее подобие можно получить, если свить две или несколько обмоток, выполненных из расщепленных, чередующихся изолированных проводов. Такой свитый многожильный кабель назван нами мультифилярным, а обмотка, выполненная из этого кабеля, — мультифилярной обмоткой. Расчетная 1 и экспериментальная 2 зависимости L_s от числа расщепленных проводов в кабеле изображены на рис. 3-4. Обе

кривые показывают, что индуктивность рассеяния вначале при увеличении числа параллельно идущих проводов быстро падает. Дальнейшее увеличение числа проводов слабо влияет на L_s , которая монотонно и медленно приближается к своему минимуму.

Следует заметить, что коэффициент связи в мультифилярном кабеле зависит от числа параллельно идущих проводов и не зависит от порядка их соединения. Провода могут соединяться параллельно, последовательно или смешанно (параллельно-последовательно), но при всех этих соединениях коэффициент связи в пределах погрешности его определения остается постоянным.

Имеется еще один метод уменьшения величины индуктивности рассеяния, который очень эффективно применяется при изготовлении главным образом высокочастотных плечевых элементов, хотя его применение не исключено и при звуковых частотах. Этот метод заключается в помещении магнитопровода с нанесенными на нем обмотками в металлический экран с продольной щелью. Этот экран вследствие большой проводимости его материала (он выполняется из меди или латуни) ограничивает электромагнитное поле связанных обмоток в небольшом объеме и этим уменьшает индуктивность рассеяния обмоток [Л. 221].

3-2. ОСНОВНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ПЛЕЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

а) Неоднородности в магнитном поле магнитопровода

При разработке как компараторов токов, так и делителей напряжения, образующих плечи мостовых схем с тесной индуктивной связью, для получения требуемой точности плечевых отношений необходимо учитывать неоднородности в магнитном поле магнитопроводов, на которые навиты плечевые обмотки. Эти неоднородности вносят погрешности в плечевые отношения и приводят к нарушению пропорциональности между числом витков в обмотках и их напряжениями или токами.

Магнитный поток, проходящий через поперечное сечение магнитопровода у делителя напряжения и компаратора токов, описывается дифференциальным уравнением

$$\Phi = \frac{dF}{dR_m} = \mu s \frac{dF}{dl}, \quad (3-7)$$

где Φ — магнитный поток; dF — приращение м. д. с.; dR_m — приращение магнитного сопротивления; μ — эффективная магнитная проницаемость; s — площадь поперечного сечения магнитопровода; dl — элементарный участок средней силовой линии.

Уравнение (3-7) является векторным, так как магнитный поток не совпадает по фазе с м. д. с., а модули и фазы обоих зависят от характеристик магнитопровода.

Если плечевая обмотка состоит из большого числа витков тонкой проволоки, намотанной в один слой вокруг сердечника, то полная э. д. с., наводимая в обмотке, определится интегралом

$$E_a = -j\omega \oint \mu s n dF,$$

где $n = dN/dl$ — плотность намотки.

Если произведение $\mu\mu_s$ постоянно, то

$$E_d = -j\omega\mu\mu_s \oint dF = -j\omega\mu\mu_s \Sigma I,$$

где ΣI — комплексная сумма всех N токов, пронизывающих окно магнитопровода (в данном случае тороидальной формы), поперечное сечение которого мало по сравнению с его диаметром.

Точные экспериментальные исследования [Л. 220] показали, что произведение указанных величин вдоль сердечника непостоянно вследствие большой его магнитной неоднородности. Магнитную неоднородность сердечника можно характеризовать непостоянством эффективной магнитной проницаемости вдоль сердечника. Она зависит от качества исходного ферромагнитного материала, из которого изготовлен сердечник, и технологических погрешностей, допущенных при его производстве, приводящих к сжатию отдельных участков сердечника, или неоднородностям участков магнитопровода (из-за несовершенного режима термической обработки), или плохой электрической изоляции между отдельными частями (лентами, листами, кристаллами и т. д.). Все это также приводит к неравномерному распределению плотностей контуров вихревых токов и индуктивных процессов, влияющих в конечном счете также на эффективную магнитную проницаемость. Согласно [Л. 220] неоднородность эффективной магнитной проницаемости вдоль сердечника может достигать значительной величины (порядка 5—10% и даже более).

В Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР были проведены экспериментальные исследования неоднородностей поля у ряда сердечников из различных материалов. Исследования проводились при помощи магнитных зондов. Зонд имел две малогабаритные идентичные по электрическим характеристикам катушки. Между этими катушками помещалась третья катушка, связанная с генератором, для возбуждения магнитного поля в сердечнике. Все три катушки были механически жестко связаны. При настройке зонда добивались, чтобы сумма э. д. с., наводимых в первых двух последовательно включенных катушках, была равна нулю, если магнитное поле в сердечнике, пропускаемом через окно всех трех катушек, равномерно. При перемещении зонда вдоль исследуемого сердечника можно снять неоднородность его поля между двумя катушками зонда, укрепленными на расстоянии 5—8 мм одна от другой.

На рис. 3-5,а показана неоднородность магнитного поля вдоль кольцевых сердечников из ленточного 78%-ного пермаллоя. Из диаграммы следует, что у конца ленты неоднородность достигает 0,1%. Неоднородность поля соседних участков колец из феррита Ф-600, как это следует из рис. 3-5,б, может достигать 0,06%. На рис. 3-5,в показано изменение однородности поля в сердечнике броневое типа, изготовленного из феррита той же марки; оно достигает 0,07%. На рис. 3-5,г показано непостоянство поля вдоль центрального стержня броневое сердечника, набранного из Ш-образных листов пермаллоя, достигающее у краев — 0,25%.

При разработке конструкции плечевых обмоток и их размещении вдоль сердечника необходимо также учитывать непостоянство магнитного поля над сердечником. Экспериментальные исследования [Л. 220] показывают, что величина наведенной в катушке э. д. с. зависит от диаметра ее витков, т. е. от степени удаления ее проводников от оси магнитопровода. В [Л. 220] показано также, что в многослойной катушке э. д. с., действующие в каждом слое, не

равны даже при равенстве чисел витков в слоях. Эти расхождения имеют порядок нескольких сотых тысяч доли единицы.

Из рассмотренного следует, что исключения магнитной погрешности можно добиться главным образом правильным конструированием обмоток. Последнее обычно достигается тем, что каждый ло-

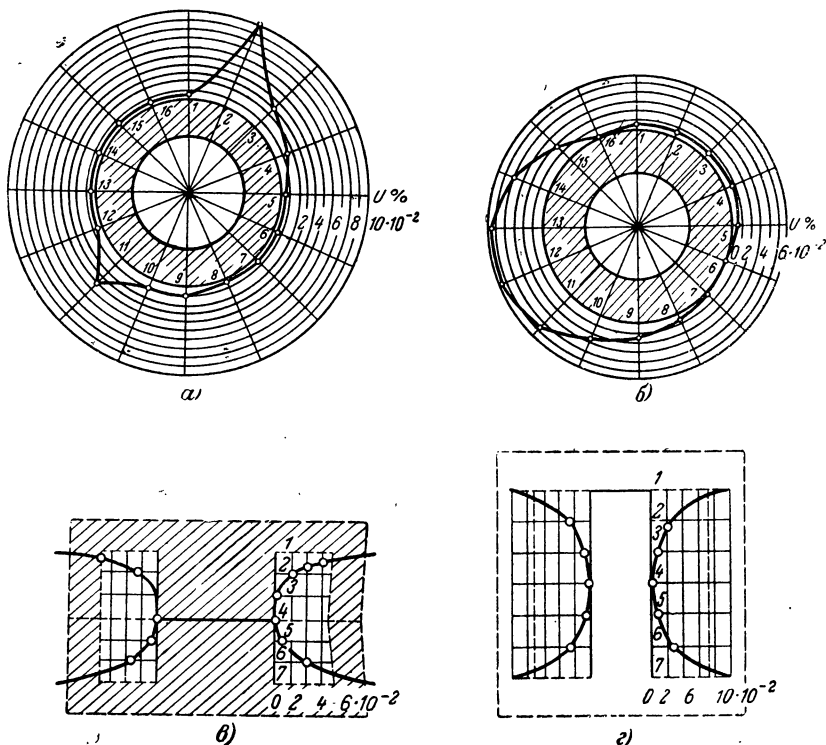


Рис. 3-5.

кальный магнитный источник погрешности (при правильно сконструированных обмотках) действует одновременно на элементарные витки всех плечевых обмоток моста. Если обмотка состоит из секций, то неоднородности должны воздействовать на каждую секцию. Только в этом случае можно получить плечевой узел, в котором отношение действующих э. д. с. или м. д. с. будет пропорционально отношению чисел витков, образующих обмотки.

б) Вихревые токи и гистерезис в материале магнитопровода

Для выявления влияния вихревых токов и гистерезиса на параметры обмоток плечевых элементов необходимо рассмотреть следующие

щие случаи применения плечевых элементов в мостовых схемах:

1) индуктивный делитель напряжения с отдельной генераторной обмоткой, возбуждающей магнитный поток в магнитопроводе делителя;

2) магнитный компаратор токов, у которого в момент полного равновесия цепи магнитный поток в магнитопроводе равен нулю;

3) делитель напряжения, в котором нет специальной генераторной обмотки, а магнитный поток возбуждается токами, текущими по плечевым обмоткам.

При возбуждении магнитного потока в сердечнике магнитопровода током, протекающим в генераторной обмотке, энергия передается магнитным полем как в плечевые обмотки, поддерживающие токи в измерительной цепи, так и в элементарные контуры вихревых токов магнитопровода. Как основные контуры токов, образованные плечевыми обмотками делителя напряжения и другими элементами мостовой цепи, так и паразитные контуры вихревых токов влияют на величину общего магнитного потока, а также на параметры обмотки возбуждения, изменяя ее эквивалентные индуктивность и активное сопротивление. Контуры вихревых токов создают местные, большие или меньшие неоднородности в магнитном поле вдоль сердечника. Последние могут привести к неравенству наводимых элементарных э. д. с. в проводниках, находящихся в зоне действия этих неоднородностей. Все это в совокупности может привести к появлению магнитных остаточных погрешностей, снижая точность плечевых отношений.

Если плечевой элемент с тесной индуктивной связью используется в качестве магнитного компаратора токов, то в уравновешенной мостовой цепи погрешность из-за вихревых токов и гистерезиса будет отсутствовать. Это объясняется тем, что отсутствие переменного магнитного потока в сердечнике магнитопровода исключает появление вихревых токов, а с ними и дополнительных потерь энергии, которым эквивалентно повышение активного сопротивления плечевых обмоток. Иначе обстоит дело, когда используется метод квазиравновесия или неполного равновесия. При этих режимах измерения в магнитопроводе в момент снятия отсчета результатов измерения магнитный поток не равен нулю и его фаза зависит от фазы тока, определяемого величиной неуравновешенного остаточного параметра и напряжением источника питания схемы. Вихревые токи, возникающие в элементарных контурах магнитного сердечника компаратора токов, можно при расчетах учесть введением эквивалентных активных и реактивных сопротивлений, включенных в плечевые обмотки.

Последний, третий, случай является наихудшим из всех рассматриваемых. Если в делителе напряжения нет специальной обмотки возбуждения, магнитный поток в сердечнике возбуждается токами, протекающими непосредственно в плечевых обмотках. Только тогда, когда все секции этих обмоток электрически строго подобны и в сердечнике магнитопровода не имеется значительных неоднородностей, ток, протекающий по обмоткам, не вносит дополнительной погрешности; последнее объясняется тем, что вносимые в обмотки дополнительные активные и реактивные сопротивления, обусловленные магнитными процессами в материале сердечника, а также дополнительные падения напряжения на сопротивлениях секций обмоток, обусловленные токами намагничивания, пропорциональны количеству витков. Если указанное условие не выполнено, то в плечевом отношении моста возникнет погрешность.

Очевидно, что наличие гистерезиса, кроме влияния на погрешности плечевых отношений, искажает также форму кривых тока и напряжения в обмотках, что требует применения селективных индикаторов равновесия, настроенных на основную частоту источника питания цепи.

в) Межвитковые и межобмоточные емкости

При рассмотрении методов получения коэффициента индуктивной связи между обмотками, близкого к единице, были даны рекомендации по уменьшению величины магнитных потоков рассеяния, которые в основном сводятся к уменьшению зазоров между витками обмоток и применению экранов. Большинство этих методов уменьшения потоков рассеяния приводит к возрастанию распределенных межвитковых и межобмоточных емкостей, а также емкостей между обмотками и экранами. Эти емкости, а также проводимости утечек, шунтируя витки, вызывают появление погрешностей плечевых отношений в элементах, используемых как в качестве делителей напряжения, так и в качестве компараторов токов. Влияние распределенных емкостей и активных проводимостей проявляется при их взаимодействии с распределенными индуктивностями рассеяния и сопротивлениями витков обмоток. Указанный вид погрешности зависит от конструкции обмоток, формы сердечника и его материала и по этой причине в самом общем виде расчету не поддается. Только для некоторых типов обмоток можно с тем или иным приближением

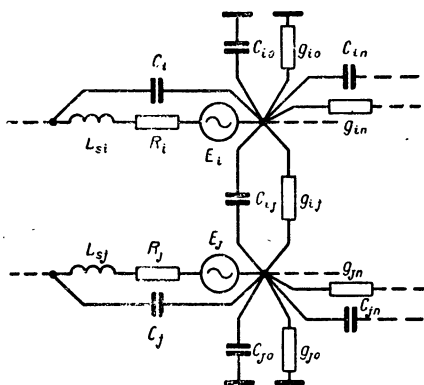


Рис. 3-6.

получить выражения, характеризующие эту погрешность; к ним относятся бифилярные, двухслойные, мультифилярные (многожильные) и некоторые другие обмотки. Такие обмотки можно при анализе заменить с большим или меньшим приближением эквивалентными им длинными линиями с распределенными параметрами.

При фиксированном напряжении на плечевых обмотках и постоянной частоте распределенные параметры каждой элементарной секции можно представить на эквивалентной схеме в виде эквивалентных сосредоточенных параметров (рис. 3-6). На этой схеме R_i, R_j — активные сопротивления элементарных i -й и j -й секций; L_{si}, L_{sj} — индуктивности рассеяния; C_i, C_j — собственные емкости; $C_{io}, C_{jo}, g_{io}, g_{jo}$ — емкости и активные проводимости между элементарными секциями и экраном; E_i, E_j — элементарные э. д. с., наводимые магнитным потоком в этих секциях. Емкости и активные проводимости между секциями i и j изображены на эквивалентной схеме в виде C_{ij} и g_{ij} , а емкости и активные проводимости между каждой секцией i или j и некоторой n -й секцией представлены в виде $C_{in}, C_{jn}, g_{in}, g_{jn}$. Очевидно, что данное представление со-

ственных и взаимных параметров элементарных секций распространяется на любые виды намоток.

Образуя обмотки плечевого элемента, отдельные секции могут соединяться последовательно, параллельно или смешанно. Соответствующим образом соединяются и их эквивалентные параметры. Так как собственные параметры отдельных секций и взаимные параметры между секциями всегда несколько различаются, то это приводит к возникновению электрической неоднородности плечевых элементов и появлению погрешности плечевого отношения.

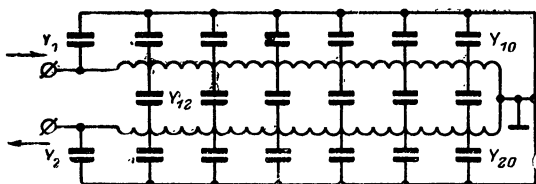


Рис. 3-7.

Полная однородность плечевых элементов возможна только у мультифилярной обмотки с бесконечно большим числом жил. Однако достаточную (практически) однородность обмоток можно обеспечить и при конечном числе жил, если ввести в жгут, кроме основных проводов, образующих обмотки, две дополнительные жилы, присоединяя их к концевым секциям; можно ограничиться и одной дополнительной жилой, разрезанной на две равные части, присоединяя к концевым секциям обмоток соответственно началу и концу этой жилы. Эти дополнительные секции или полусекции, не включенные в мостовую цепь, делают симметричными емкостные связи крайних рабочих секций, существенно повышая однородность плечевого элемента в целом.

Очевидно, что наибольшая однородность может быть обеспечена у симметричных плечевых элементов, имеющих плечевое отношение 1:1. Схема симметричного плечевого элемента, выполненного на основе бифилярной намотки, изображена на рис. 3-7, где Y_1 и Y_2 — проводимости клеммных устройств на землю; Y_{10} и Y_{20} — проводимости первой и второй обмоток на землю; Y_{12} — проводимость между обмотками. При равенстве Y_{10} и Y_{20} обеспечивается полная симметрия обмоток.

3.3. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ОБМОТОК, ОБЕСПЕЧИВАЮЩИХ ТЕСНУЮ ИНДУКТИВНУЮ СВЯЗЬ

а) Бифилярная обмотка

Рассматриваемый тип обмотки применялся в самых первых мостовых устройствах, описанных еще в 1913 г. [Л. 199]. Обмотки наматывались двумя проводами, расположенными рядом. Один из проводов относится к первой обмотке, а другой — ко второй. Естественно, что две готовые обмотки позволяли получать плечевые отношения 1:1. Коэффициент связи между двумя катушками индуктивности получался достаточно близким к единице. В дальнейшем было

выяснено, что эти обмотки можно применять как в низкочастотных мостовых устройствах, где они наводятся на сердечник из пермаллоя или феррита с большой магнитной проницаемостью, так и в высокочастотных мостах, работающих на частотах до 250 Мгц.

В высокочастотных мостах, работающих при частотах порядка 1—5 Мгц, применяется сложная бифилярная намотка, соединение

которой показано на рис. 3-8, а и б. С целью понижения индуктивности рассеяния ее обмотки выполняются из четырех параллельно идущих проводов. Еще большее понижение индуктивно-

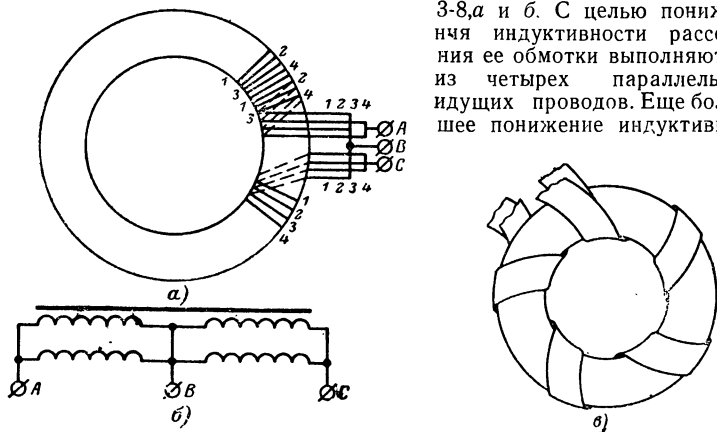


Рис. 3-8.

сти рассеяния достигается путем применения ленточных бифилярных обмоток, которые наматываются так, как показано на рис. 3-8, в. При этом обычно одна лента покрывает другую. Прокладкой между ними служит межвитковая изоляция. Подобные трансформаторы в мостах полной проводимости позволяют перекрывать диапазон частот от 100 кГц до 60 Мгц [Л. 213].

В некоторых устройствах обе секции трансформатора выполнялись путем намотки обычного коаксиального кабеля малого диаметра на сердечник из ферромагнитного материала. Оболочка кабеля образует одну секцию, а внутренний проводник — вторую. В [Л. 242] описывается конструкция обмотки с тесной связью, выполненная из коаксиального кабеля специальной конструкции. Внутренний проводник кабеля образует витки одной секции, а наружная оплетка из 11 навитых по спирали проводов образует вторую секцию. Плечевой трансформатор с подобной обмоткой работает при частотах до 10 Мгц.

б) Волновая обмотка

Рассмотренные бифилярные намотки позволяют получать отношения плеч только 1:1. С целью устранения этого недостатка была разработана бифилярно-волновая обмотка, которая имеет небольшую межвитковую емкость и позволяет реализовать плечевые элементы с тесной индуктивной связью на сердечниках торондальной формы из феррита или карбонильного железа, работающих на радиочастотах. Возможно применение этой обмотки и для изготовления плечевых элементов с тесной индуктивной связью, работающих на звуко-

вых частотах. В таких устройствах сердечник обычно изготавливается из ленточного пермаллоя.

Рассмотрим последовательность операций при изготовлении обмоток, позволяющих получать отношения плеч $10:1$; $1:1$; $1:10$.

После проведения необходимых расчетов находят размер сердечника, тип магнитного материала и ориентирующее число витков, исходя из рабочей частоты моста. Далее производится разбивка внутреннего периметра сердечника на целое число частей с таким расчетом, чтобы в каждой части уложилось 20 витков выбранного провода с изоляцией. Если провод не укладывается на длине участка сердечника, т. е. длина участка, занимаемого 20 проводами, больше или меньше допустимой, то следует заменить диаметр провода другим, удовлетворяющим поставленному условию. Если по каким-то причинам изменить диаметр провода нельзя, то вновь разбивают внутренний периметр сердечника на иное число участков с таким расчетом, чтобы на новом участке уложилось 20 витков провода. После выполнения нескольких подобных проб окончательно определяются диаметр провода и число участков N , на которые разбивается внутренний периметр кольцевого сердечника. Когда это сделано, приступают к нанесению обмоток. Наматывая все время параллельно два провода на сердечник в виде спирали наносят

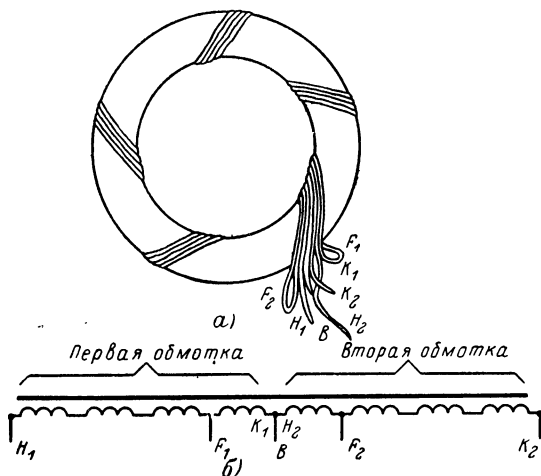


Рис. 3-9.

первые витки по границам участков, на которые разбит периметр сердечника; при этом после намотки N витков возвращаются к начальному, первому, витку, как показано на рис. 3-9,а. От точки F_2 второго провода делают отвод и продолжают укладку витков по спиральной линии в том же порядке, в каком были навиты первые N витков, обходя при этом весь сердечник. Новые витки N укладываются рядом с витками, намотанными при первом обходе по периметру сердечника. Затем навивают следующий ряд и так повторяют до тех пор, пока не будет сделано девять обходов. После девятого

обхода от точки F_1 берут отвод, но уже от первого провода. После девяти обходов намотка заканчивается. Соединив конец первой катушки с началом второй, получим точку B . Схема соединения обмоток изображена на рис. 3-9,б.

Необходимо подчеркнуть, что у катушек с волновыми обмотками автоматически выполняется условие пропорциональности между числами витков в обмотках, индуктивностями рассеяния и их активными сопротивлениями. Согласование между ними сохраняется в диапазонах как частот, так и температур, при которых могут использоваться плечевые элементы.

в) Мультифилярные обмотки

В подавляющем большинстве современных мостов с тесной индуктивной связью имеются плечевые элементы, навитые мультифилярным кабелем.

Плечевые элементы, выполненные в виде мультифилярных систем проводов, намотанных на ферромагнитный сердечник, могут работать в очень широком диапазоне частот; отношение верхней частоты к нижней достигает 10 000. При достаточно низких частотах связь между обмотками осуществляется через магнитный поток, замыкающийся через сердечник и охватывающий все витки обмоток. Кроме того, благодаря пространственному совмещению секций обмоток по всей длине существует связь между обмотками через поток, замыкающийся вокруг проводников. С ростом частоты магнитный поток вытесняется из сердечника, магнитная проницаемость падает и связь через сердечник ослабевает. Связь между обмотками остается тем не менее сильной за счет потоков, охватывающих секции по их длине. С ростом частоты возникает сильная емкостная связь через межсекционные емкости, равномерно распределенные по длине секций. Таким образом, на высоких частотах мультифилярные плечевые элементы превращаются в системы, параметры которых равномерно распределены по длине, а связь между секциями комбинированная индуктивно-емкостная. Свойства таких систем во многом определяются отношением длины провода, образующего обмотку, к длине волны электромагнитных колебаний, распространяющихся по обмотке.

На высоких частотах характеристики сердечника из ферромагнитного материала, игравшего главную роль при низких рабочих частотах, обычно практически не влияют на свойства плечевых обмоток. Иногда в особо широкодиапазонных по частоте мостах специально выбирают материал для сердечника с повышенными потерями на высоких частотах, чем ослабляют нежелательные высокочастотные колебания.

Для расширения диапазона рабочих частот моста необходимо использовать для изготовления сердечников материал с возможно большей магнитной проницаемостью [Л. 213]. Это позволит получить на нижней частоте необходимое для согласования с другими цепями моста значение индуктивности обмоток с меньшим числом витков. Уменьшение числа витков приводит к сокращению общей длины провода, образующего обмотки, и, следовательно, к укорачиванию эквивалентной длины передающей линии. Последнее весьма желательно, ибо приводит к повышению верхнего предела рабочих частот моста.

Нами было проведено исследование рабочего диапазона частот у трех различных плечевых элементов. Обмотки всех трех имели

одинаковое число витков и совершенно одинаковую мультифилярную конструкцию. Обмотки были выполнены на сердечниках одинаковых размеров, но изготовленных из различных материалов: полистирола (рис. 3-10, кривая 1), феррита Ф-600 (кривая 2), пермаллоя НМ-78 (кривая 3). Как видно из рисунка, начиная с 5 кгц, характеристики всех трех плечевых элементов совпадают. Рабочий диапазон частот у первого элемента составляет от 5 кгц до 3 Мгц, у второго от 100 гц до 3 Мгц, у третьего от 20 гц до 3 Мгц.

Электрические параметры мультифилярной системы распределены равномерно вдоль всей ее длины и зависят от диаметра про-

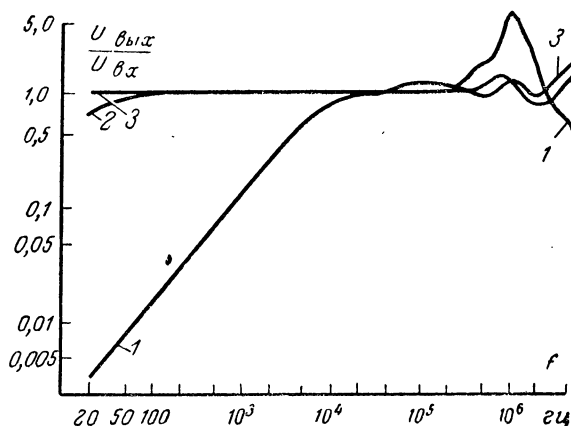


Рис. 3-10.

водов, числа жил, шага скрутки и электрических характеристик материалов проводов и изоляции. На рис. 3-11 приведены типичные зависимости емкости между отдельными секциями и индуктивности рассеяния секций от числа скруток на единицу длины кабеля [Л. 52]. С увеличением числа скруток отдельные секции сближаются, емкость между ними растет, а индуктивность рассеяния падает, стремясь к своим предельным значениям, после достижения которых дальнейшее скручивание не улучшает электромагнитной связи между секциями и может привести к повреждению изоляции. На основании многочисленных экспериментов рекомендуется ограничиваться числом скруток на единицу длины кабеля, при котором емкость и индуктивность рассеяния достигают 90% своих предельных значений. Это число зависит от диаметра проводов, их числа в жгуте и механических свойств жгута.

Оптимальное число скруток лучше всего определить экспериментальным путем. Для этого берется жгут небольшой длины с тем же числом жил и из того же провода, что и в жгуте, из которого предполагается выполнить обмотку. Жилы в опытном кабеле соединяются в две-три параллельные группы, между которыми измеряется прямая емкость через определенное число скруток. Построив кривую изменения емкости между группой проводов, подобную изображен-

ной на рис. 3-11, можно определить оптимальное число скруток на единицу длины кабеля.

Исследования показали, что в свитой мультифилярной системе частичные емкости (а на основании подобия и индуктивности рассеяния) между парами отдельных проводов могут различаться на

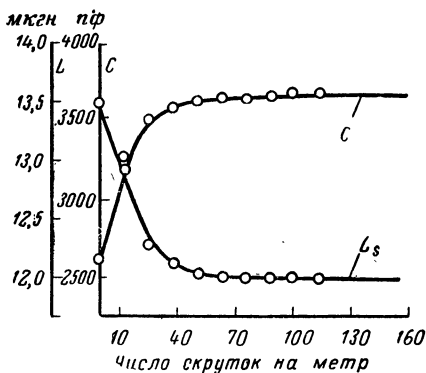


Рис. 3-11.

200—300% усредненной емкости между парой проводов для данного кабеля. Под частичной емкостью подразумевается емкость между парой проводов, измеренная с использованием схемы трехэлектродного конденсатора при заземлении всех остальных жил кабеля.

Для уменьшения разбросов параметров применяются системы, в которых каждая секция состоит не из одного провода, а из нескольких соответствующего меньшего диаметра, соединенных с обоих концов параллельно. Соединения производятся после измерения

частичных емкостей всех проводов. При этом следует включать параллельно наиболее удаленные один от другого провода, имеющие между собой наибольшие частичные емкости. Такой метод позволяет уменьшить разброс емкостей между секциями, выполненными из двух соединенных параллельных проводов, до 20—30%. Если соединить параллельно по три провода, то неравенство емкостей между любой парой секций составит не более 1—2%. Следует подчеркнуть, что при выравнивании частичных емкостей выравниваются индуктивности рассеяния и сопротивления секций. Помимо выравнивания частичных емкостей и индуктивностей рассеяния между секциями, с увеличением числа жил в секции уменьшается также абсолютная величина индуктивности рассеяния (см. § 3-1).

г) Простая мультифилярная обмотка

Для выполнения простой мультифилярной обмотки заготавливается свитый многожильный кабель с числом жил, равным необходимому числу секций в плечевых элементах. Число секций определяется схемными соображениями, и их комбинации могут быть самыми разнообразными. Для большей симметрии и увеличения коэффициента связи можно, как уже указывалось, брать число жил в несколько раз больше необходимого числа секций и соединять жилы параллельно. Подготовленный таким образом кабель укладывается на магнитопровод. Если магнитопровод имеет кольцевую форму, то по его периметру укладывается целое число слоев. Для точных устройств желательно обмотку размещать в один слой. В этом случае витки будут находиться в более равномерном поле. Если магнитопровод набирается из Ш-образных пермалловых пластин или состоит из Ш-образных ферритовых сердечников, то укладывается целое число слоев до заполнения окна таким образом,

чтобы начало и конец обмотки оказались в одном месте. После окончания намотки концы и начала всех секций маркируются и производится их соединение согласно электрической схеме. Конец и начало соединяемых секций свиваются на длине 5—6 см и сплавляются на самом конце. Начало первой секции и конец последней также свиваются и лишь на конце разводятся в стороны для подключения к схеме. Если точки подключения крайних секций удалены одна от другой на расстояние более 2—3 см, подключение следует производить бифилярными проводами. Эти рекомендации позволяют получить у всех секций, включая крайние, одинаковые активные сопротивления и индуктивности рассеяния.

Если обмотка состоит всего из двух секций, то получается широкоизвестная и давно применяемая бифилярная плечевая обмотка. Ее, однако, тоже по рассмотренным выше причинам желательно выполнять из расщепленных проводов, т. е. из двух групп соединенных параллельно проводов.

На рис. 3-12 показан внешний вид плечевого трансформаторного узла, изготовленного согласно изложенной методике.

С помощью простой мультифилярной обмотки можно изготовить плечевой элемент, содержащий не более 20 секций, т. е. получить плечевое отношение не более 1 : 20.

В [Л. 246] приводится описание 10- и 20-секционного индуктивных делителей напряжения, имеющих намотку мультифилярным проводом, свитым из отдельных проводов диаметром 0,5 мм с лаковой изоляцией. При напряжении на делителе 100 в и частоте 1 000 гц значение синфазных поправок к номинальному отношению напряжений, равному отношению числа витков, составляет для отношений 0,9; 0,8; ...; 0,2; 0,1 соответственно $(-1, -1, +3, +2, +2, +3, +2, +2 \text{ и } 0) \times 10^{-8}$ и для квадратурных составляющих $(-0,9; -1,4; -1,4; -1,0; -0,2; +0,7; +1,2; +1,6; +1,3) \times 10^{-6}$.

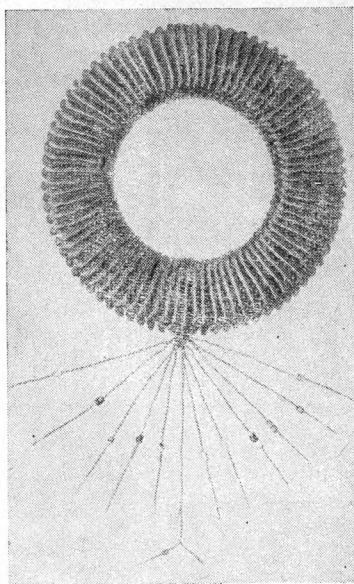


Рис. 3-12.

д) Волновая мультифилярная обмотка

Рассматриваемый способ получения плечевых элементов предложен в [Л. 49]. С помощью волновой мультифилярной обмотки можно получить плечевые отношения до 100 : 1 (1 : 100) с очень высокой точностью. Обмотка выполняется только на тороидальных сердечниках из феррита или пермаллоя. Методику изготовления плечевого трансформатора рассмотрим на примере получения плечевых отношений 1 : 100, 1 : 10, 1 : 1.

В результате предварительных расчетов [Л. 55] определяются размеры сердечника, диаметр жгута, ориентирующее число витков.

Из схемных соображений, а также в зависимости от принятого способа связи плечевых обмоток со вспомогательными устанавливается необходимое число обмоток.

Из отдельных изолированных проводов свиваются группы-секции. Число проводов в каждой секции должно быть равно установленному числу обмоток. Таких групп-секций изготавливается десять.

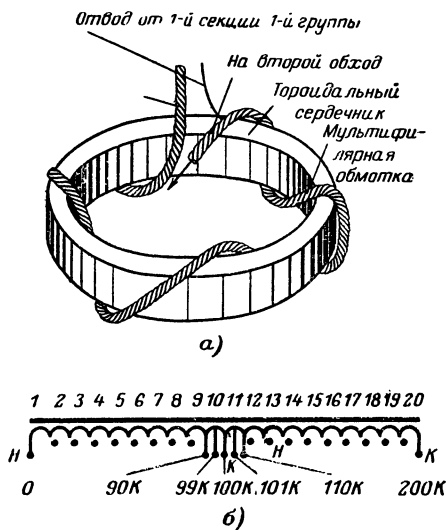


Рис. 3-13.

Все группы свиваются. Толщина проводов должна быть выбрана таким образом, чтобы диаметр свитого кабеля, получившегося в результате скрутки всех групп, был примерно равен диаметру, определенному в результате расчета.

Магнитопровод разбивается на K равных частей таким образом, чтобы в каждой части по внутреннему диаметру сердечника укладывалось десять витков изготовленного кабеля. Во избежание повреждения изоляции провода у магнитопровода пужно притупить все острые кромки и покрыть его слоем лакокраски.

Первые витки укладываются на границах участков, на которые разбит магнитопровод. При этом обмоткой спиральной формы делают первые K витков и охватывают весь магнитопровод (рис. 3-13,а). Это делается для того, чтобы снизить магнитные погрешности из-за неоднородности магнитного поля вдоль сердечника.

После K -го витка от одного из проводов делается отвод отпайкой, после чего продолжается укладка обмотки до $9K$ витков. После девятого обхода также делается отвод от одного из проводов. При этом нужно следить за тем, чтобы этот провод и провод, от которого был сделан отвод после первого обхода, находились в разных группах. Затем делается еще один обход, и в результате

имеем на сердечнике 10 К витков кабеля, свитого из десяти групп проводов. Начало и конец обмотки отстоят один от другого на длину одного участка.

Начала и концы каждой группы маркируются. Группа, от одного из проводов которой был сделан отвод после первого обхода, должна быть первой; группа, от одного из проводов которой был сделан отвод после девятого обхода, должна быть десятой. Остальные группы маркируются произвольно.

Два провода от каждой группы образуют секции обмоток. Они соединяются последовательно и согласно с секциями, образованными другими группами в соответствии с электрической схемой на рис. 3-13,б. После соединения проводов во всех десяти группах образуются две плечевые обмотки, имеющие по 100 К витков. В первой обмотке имеются отводы от второго и 10 К-го витков, во второй — от 90 К-го и 99 К-го витков. Конец второй плечевой обмотки соединяется с началом первой, в результате чего образуется обмотка из 20 секций с отводами от 90 К-го, 99 К-го, 100 К-го, 101 К-го и 110 К-го витков. Отвод от 100 К-го витка является средней точкой обмотки. Секции должны соединяться так же, как и в случае простой мультифилярной обмотки, т. е. провода следует скручивать на длине 5—6 см и спавывать на конце. Места соединений равномерно распределяются по всему участку. Начало и конец обмотки (их также необходимо свивать), а также отводы от 90 К-го, 99 К-го, 100 К-го, 101 К-го и 110 К-го витков следует располагать точно посередине участка (между первым и К-м витками). Оставшиеся в группах провода, предназначенные для вспомогательных обмоток, могут соединяться последовательно, параллельно или смешанно.

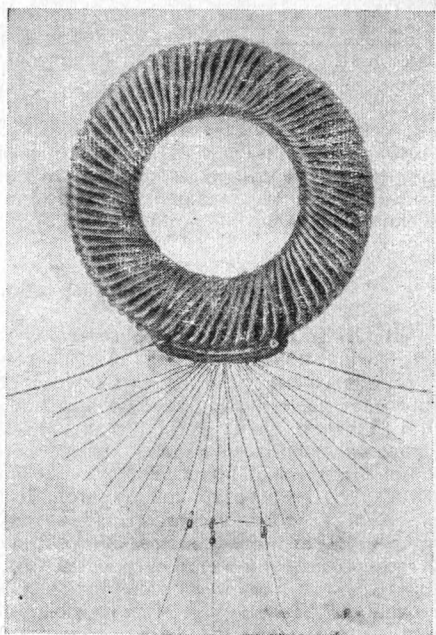


Рис. 3-14.

На рис. 3-14 показан внешний вид готового плечевого узла.

Рассмотренный пример далеко не полно охватывает все возможные варианты выполнения плечевых узлов. Аналогичным образом можно получить плечи с другими отношениями витков.

В рассмотренных примерах плечевых трансформаторов с обмотками, выполненными мультифилярным кабелем, ферромагнитный

сердечник имеет кольцевую форму. Эта форма не является единственной для плечевых элементов высокой точности. Мультифилярность обеспечивает высокое единообразие магнитных потоков, действующих одновременно на все провода, образующие секции обмотки длиной dl , наводя в них равные э. д. с. dE . Однородность и одинаковая вероятность расположения любого провода среди всех проводов, совпадение диаметров, длин и электрических характеристик у всех проводов, образующих единый мультифилярный провод, обеспечивают получение на длине dl одних и тех же индуктивностей рассеяния и активных сопротивлений для всех составляющих мультифилярного провода. Это обстоятельство в большой мере снижает требование к однородности магнитного поля вдоль магнитопровода. Исходя из этого, отпадает необходимость в использовании для большинства плечевых элементов магнитопроводов только тороидальной формы, за исключением случаев получения предельной метрологической точности.

Опыт показывает, что для изготовления плечевых элементов можно успешно применять сердечники, набираемые из пластин пермаллоя Ш-образной формы, и ферритовые сердечники броневого типа цилиндрической формы. Однако при таких формах элементов магнитопроводов можно получать точные плечевые узлы только с числом секций, равным числу проводов, образующих мультифилярный кабель, т. е. плечевые отношения не более $1:10$ — $1:20$. Плечевые элементы с сердечниками броневого типа в отличие от устройств с кольцевыми тороидальными сердечниками из того же материала имеют большую добротность благодаря лучшему использованию провода.

е) Слоевые обмотки

В [Л. 220] значительное внимание отведено исследованию распределения магнитного поля в броневах сердечниках, набранных из Ш-образных пластин, на центральный стержень которых наносились многослойные обмотки, образующие плечевые отношения, достигающие до $1:1000$. В таких устройствах катушки наматывались последовательными слоями на каркасы квадратного сечения (11×11 мм), которые были точно подогнаны к сердечнику. Слои витков изолировались друг от друга тонкой бумагой. Для обмоток применялась эмалированная проволока такого диаметра, чтобы пространство между витками было возможно меньшим. Для того чтобы сделать отношения сопротивлений катушек равным отношению чисел витков, последовательно с одной из обмоток включались куски марганцевой проволоки. Таким путем отношение сопротивлений подгонялось к отношению чисел витков в пределах $0,1\%$.

Экспериментально показано, что, кроме главного магнитного потока, в сердечнике вокруг катушек имеются дополнительные магнитные потоки: один — с внутренней стороны катушки, совпадающий с главным магнитным потоком, и второй — с наружной стороны катушки, который противоположен по направлению главному. Кроме того, имеется магнитный поток, обусловленный свободным полем, направленный против главного потока. Такое распределение потоков можно учесть при симметричном расположении слоев одной катушки относительно слоев другой. Если, к примеру, первую и вторую катушки поместить симметрично по одной с каждой стороны третьей катушки, то общий дополнительный поток между ними будет почти

пулевым, так как поля с внутренней и внешней сторон катушки будут равны и направлены в противоположных направлениях. При этих обстоятельствах ошибки в плечевых отношениях будут пренебрежимо малы. Несколько лучше будет распределение поля при помещении первой и второй катушек рядом половинками (соединенными последовательно) расщепленной третьей катушки. Это объясняется тем, что в пространстве между двумя половинками третьей катушки дополнительные магнитные потоки практически взаимно компенсируются, в результате чего ошибка в плечевом отношении может быть не больше 0,01%. Усложняя расположение слоев катушек, ошибку можно понизить до 0,001%.

При получении больших плечевых отношений порядка 1:1000 погрешности их возрастают. Это объясняется трудностями получения тесной магнитной связи между первой и второй катушками, особенно если с целью уменьшения общего числа витков в одной из катушек используется единичный виток. Ввиду наличия неравномерных магнитных потоков рассеяния э. д. с., наводимая в единичном витке, будет зависеть от его положения на сердечнике. Поэтому когда желают использовать одновитковую катушку, она должна быть такой формы, чтобы э. д. с., наводимая в ней, точно соответствовала усредненной, полученной из элементарных э. д. с., наводимых в различных витках, расположенных по всей длине, занимаемой другой обмоткой.

Была сделана попытка сконструировать одновитковую обмотку из большого числа витков, уложенных в ряд на всем протяжении сердечника, соединенных параллельно. Однако авторы [Л. 220] ст. такого устройства отказались, ибо нашли эту обмотку неудобной для изготовления. Ее заменили тонкой манганиновой лентой с шириной, равной ширине всех других обмоток. К ленте вдоль сердечника припаивали две медные контактные проволоки, концы которых входили сбоку в каркас. Манганиновая лента укреплялась на сердечнике стягивающей лентой из изоляционного материала; при этом контактирующие медные проволоки сближались настолько это возможно, но, конечно, не до короткого замыкания между ними.

Главным недостатком ленточного витка следует считать неудобство его подключения к другим виткам и несоответствие его сопротивления и индуктивности рассеяния аналогичным параметрам других плечевых обмоток. С этой точки зрения следует также признать мало удачным получение одновитковой обмотки из двух однослойных обмоток с числами витков, равными 10 и 9. При встречном включении этих обмоток получается разностная э. д. с., разная э. д. с., наводимой в одном усредненном витке.

В [Л. 220] утверждается, что слоевые обмотки позволяют получить отношение 1:100 с погрешностью, меньшей $1 \cdot 10^{-4}$, и что не так трудно получить также отношение 1:1000 с погрешностью $5 \cdot 10^{-4}$.

Следует подчеркнуть, что при изготовлении трансформаторов, имеющих слоевые обмотки, всегда необходима коррекция их индуктивностей рассеяния и сопротивлений. Это обстоятельство ограничивает применение таких трансформаторов устройствами, работающими на одной фиксированной частоте. У широкополосных плечевых элементов коррекцию такого рода выполнить невозможно из-за различных законов изменения сопротивления и индуктивностей рассеяния у разных слоев обмотки.

3.4. УЛУЧШЕНИЕ СВЯЗИ ЭЛЕМЕНТОВ С БОЛЬШИМ ПЛЕЧЕВЫМ ОТНОШЕНИЕМ С ПОМОЩЬЮ ВОСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ОБМОТОК

Как уже неоднократно отмечалось, точность моста с индуктивно связанными плечевыми элементами в значительной мере определяется степенью индуктивной связи между обмотками используемого ферромагнитного сердечника т. е. тем, насколько коэффициент связи $k = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 L_2}}$ приближается к единице. Однако для обмоток с резко различающимися количеством витков (1:100; 1:1000; 10:1000 и т. д.) очень трудно обеспечить тесную индуктивную связь.

Различные конструктивные способы улучшения индуктивной связи между обмотками с сильно различающимися количествами витков были рассмотрены в § 3-3. Можно, однако, применить и схемный способ повышения индуктивной связи между обмотками [Л. 29]. На ферромагнитный сердечник, кроме основных обмоток (например, имеющих отношение чисел витков 1:100), наматываются две вспомогательные обмотки, числа витков которых одинаковы и равны примерно среднему геометрическому из чисел витков вспомогательных обмоток (для обмоток с отношением чисел витков 1:100 числа витков вспомогательных обмоток будут равны 10 и 10). Обмотки наматываются таким образом, что первая из вспомогательных обмоток имеет тесную индуктивную связь, например, с одновитковой обмоткой, а вторая вспомогательная — с многовитковой обмоткой. Это сравнительно легко сделать, так как числа витков вспомогательных обмоток значительно ближе к числам витков основных обмоток, чем числа витков основных обмоток. Если воспользоваться

приведенным выше примером, то можно сказать, что между одновитковой и десятивитковой, а также между десятивитковой и стовитковой обмотками может быть обеспечена более тесная индуктивная связь, чем между одновитковой и стовитковой обмотками. Нанесенные таким образом вспомогательные обмотки включаются встречно (рис. 3-15).

Если предположить, что между основными обмотками L_1 и L_2 существует идеальная индуктивная связь, то магнитный поток по всему сердечнику Φ_C будет одинаковым. Следовательно, во вспомогательных обмотках

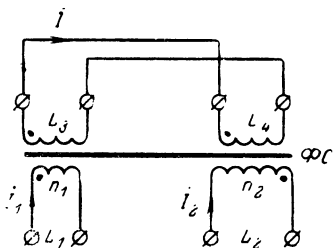


Рис. 3-15.

обмотках L_3 и L_4 будут наводиться одинаковые э. д. с. и ток будет отсутствовать. Если же связь между обмотками L_1 и L_2 не будет идеальной, то появится поток рассеивания. В этом случае магнитный поток не будет одинаковым по всему сердечнику Φ_C . Следовательно, во вспомогательных обмотках L_3 и L_4 уже не будут наводиться одинаковые э. д. с. и по обмоткам потечет ток. Этот ток создаст свой дополнительный магнитный поток, направленный против потока рассеивания, что вызовет выравнивание общего магнитного потока по сердечнику Φ_C , т. е. увеличение индуктивной связи.

Докажем справедливость выказанного выше утверждения.

Допустим, что сердечник ΦC используется в компараторе токов и при равновесии поток, связанный с катушкой L_2 , становится равным нулю. В этом случае условие равновесия будет иметь вид:

$$I_2 j\omega L_2 - I_1 j\omega M_{12} - I j\omega (M_{24} - M_{23}) = 0, \quad (3-8)$$

где M_{12} , M_{24} и M_{23} — взаимные индуктивности соответствующих катушек.

Полагая связь между обмотками L_1 и L_3 , а также между обмотками L_2 и L_4 идеальной, допуская, что коэффициент неидеальной связи ($k \neq 1$) между обмотками L_3 и L_4 , L_1 и L_2 , L_1 и L_4 , L_2 и L_3 одинаков, и приняв $L_3 = L_4$, из выражения (3-8) получим:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_2}{n_1}. \quad (3-9)$$

Для сравнения укажем, что в случае отсутствия вспомогательных обмоток L_3 и L_4 отношение токов I_1 и I_2 имеет вид:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{k} \left(\frac{n_2}{n_1} \right),$$

т. е. относительная погрешность сравнения токов равна $1-k$.

Таким образом, использование вспомогательных обмоток L_3 и L_4 приводит в идеальном случае к полному устранению погрешностей сравнения токов. Можно показать, что аналогичное положение будет иметь место также в схеме сравнения напряжений. Следовательно, данный способ позволяет в принципе получить идеально точную эквивалентную индуктивную связь между двумя обмотками с непосредственным коэффициентом связи $k < 1$.

При практическом осуществлении плечевых элементов по рассмотренному способу, безусловно, не представляется возможным строго выполнить те идеальные условия, в предположении которых было получено соотношение (3-9). Очевидно, однако, что при введении вспомогательных компенсационных обмоток можно значительно увеличить эквивалентную индуктивную связь между основными обмотками и тем самым уменьшить погрешность плечевого отношения в несколько раз.

3-5. СПОСОБЫ СВЯЗИ ПЛЕЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ГЕНЕРАТОРОМ И ИНДИКАТОРОМ

При трансформаторном подключении источника питания к плечевому трансформатору напряжения (см. рис. 1-2, $з$ и $м$) или же указателя равновесия (квазиравновесия) к плечевому компаратору токов (см. рис. 1-3, $з$ и $м$), оказывающемся во многих случаях предпочтительным (см., например, § 1-3, 1-4, 2-2, 2-6 и др.), важное значение приобретает связь между первичными и вторичными обмотками этих трансформаторов. Поэтому ниже остановимся вкратце на нескольких конструктивно-схемных способах обеспечения необходимой связи этих обмоток.

В [Л. 186] приводится описание тороидального трансформатора с отношением витков во вторичных обмотках 1:10. Этот трансфор-

матор использовался в устройстве для сравнения проводимостей с погрешностью порядка 10^{-9} . Плечевой трансформатор собран на тороидальном сердечнике, навитом из ленточного супермаллоя (внешний диаметр сердечника равен примерно 114 мм, внутренний 73 мм, высота 43 мм). Первичная обмотка имеет 50 витков, навитых в один слой по всему периметру сердечника. Поверх обмотки установлены два изолированных медных экрана, выдавленных из листовой меди с толщиной 3 мм, равной удвоенной глубине проникновения в экран тока рабочей частоты. Медные экраны уменьшают магнитное поле рассеяния в зоне вторичных обмоток, вызванное током возбуждения первичной обмотки, и этим облегчают получение точного отношения вторичных напряжений.

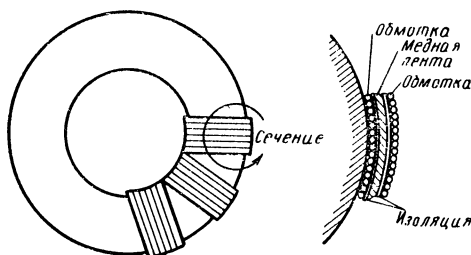


Рис. 3-16.

Первая вторичная обмотка имеет 100 витков провода, заполняющего вплотную весь внутренний периметр наружного медного экрана, как показано на рис. 3-16. Затем прямо поверх пуппы из десяти витков наматываются десять витков медной ленты. На ленту наматывают еще 100 витков провода, которые соединяются параллельно с первыми 100 витками. При таком соединении стовитковых обмоток уменьшается индуктивность рассеяния между десятивитковыми и стовитковыми катушками, чем увеличивается коэффициент связи.

В [Л. 215] описывается конструкция плечевого симметричного трансформатора, который использовался в качестве делителя напряжения в мостовых цепях, предназначенных для измерения малых емкостей, много меньших 1 пф. Его сердечник тороидальной формы был изготовлен из ленточного супермаллоя толщиной около 0,03 и шириной 36 мм. Он имел внешний диаметр 110 и внутренний 75 мм при площади поперечного сечения порядка 700 мм². Большое поперечное сечение сердечника и высокая начальная магнитная проницаемость тонкой ленты позволили сконструировать трансформатор, у которого на частоте 1 кГц (при плотности магнитного потока примерно 50 тл) в одном витке наводилось 1,6 в. В результате при 70 витках было получено напряжение на обмотке 100 в.

Первичная обмотка была выполнена из квадратной медной проволоки сечением 0,88×2,5 мм. Всего было навито 73 витка, которые точно заполнили внутренний периметр тороидального сердечника. Проволока с таким большим сечением была выбрана из желания получить по возможности однородное распределение обмотки вдоль сердечника. К концам этой обмотки были припаяны гибкие провод-

линии, из которых один был проложен по окружности сердечника в направлении, обратном ходу витков обмотки, с целью уничтожения магнитного поля, образованного так называемым эффектом одного витка тороидальной обмотки.

С целью устранения емкостных связей между первичной и вторичными обмотками последние электростатически экранируются от первичной двумя медными экранами. Внутренний экран выполнен в виде двух тороидальных чашек, выдавленных из листовой меди толщиной 0,5 мм. Обе части экрана плотно прилегают к первичной обмотке. Они соединяются пайкой по внешней окружности. Внутренний зазор между краями экранов препятствует возникновению короткозамкнутого тороидального витка. Поверх первого экрана устанавливается второй медный, конструктивно подобный первому, имеющий изолированный зазор между верхней и нижней чашками по внешней окружности. Экраны изолированы один от другого навитой тефлоновой лентой. Один из выводов от первичной обмотки приварен к внутреннему экрану, а другой протягивается через тонкую медную трубку, соединенную с первым экраном. Эта трубка в свою очередь вставлена в другую медную трубку большего диаметра, припаянную ко второму экрану. Трубки изолированы одна от другой. В [Л. 236] указывается, что у трансформатора подобной конструкции между двумя экранами устанавливают также экран из пермаллоя. Поверх внешнего экрана накладывается слой ленты из стеклянного волокна, способный противостоять нагреву и механическим воздействиям, возникающим при выполнении вторичных обмоток. Применение двойного экрана позволяет хорошо электрически отделить первичную обмотку трансформатора от вторичных и делает возможным снижение емкостных токов утечек путем придания экранам соответствующих потенциалов. Кроме того, двойной медный экран обеспечивает также частичную магнитную экранировку за счет возникновения в экране вихревых токов, которые ограничивают потоки рассеяния.

Вокруг экранированной и электростатически изолированной первичной обмотки наматываются две вторичные обмотки, имеющие по 70 витков, для получения плечевого отношения 1:1. Связь этих обмоток с первичной получается почти идентичной, так как вторичные обмотки бифилярные.

В [Л. 236] рассмотрен и другой метод выполнения вторичных обмоток с плечевым отношением 1:10. Согласно ему вторичная маловитковая обмотка выполнена из полос С-образной формы, вырезанных из листовой меди толщиной 0,1 мм; ширина боковых полос порядка 12 мм. С-образные витки размещаются по периметру сердечника через его $1/7$ часть. Витки соединяются пайкой, как показано на рис. 3-17. Готовый трансформатор помещен в магнитный и латунный экраны.

В [Л. 100] приводится описание нового типа плечевого элемента, выполненного в виде двух или нескольких катушек тороидальной формы, заключенных в объемный виток, образующий для обмоток замкнутую полость. Устройство такого трансформатора показано на рис. 3-18,а. С помощью замкнутой полости коаксиального витка 4 осуществляется связь между витками, навитыми на сердечники 1 и 2, которые разделены электростатическим экраном 3. Коаксиальный виток связи ограничивает электромагнитное поле катушек, навитых на сердечники 1 и 2, и этим уменьшает индуктивность рассеяния обмоток. У широкополосного трансформатора описываемого

типа индуктивность рассеяния одного порядка с индуктивностью аксиальных ленточных торондальных обмоток с электростатическим экраном, описание которого приведено в [Л. 213]. Проходная емкость в рассматриваемом трансформаторе практически отсутствует.

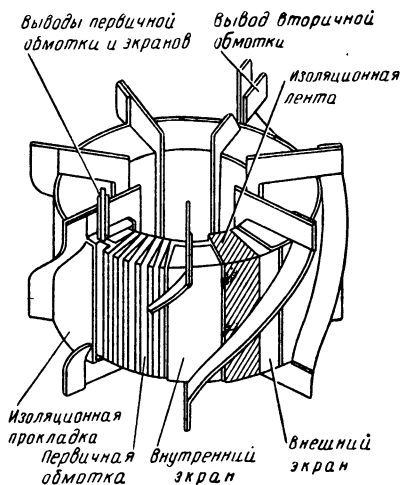


Рис. 3-17.

Рассматриваемый трехобмоточный плечевой элемент можно представить в виде эквивалентной схемы на рис. 3-18,б. Собственная емкость объемного витка C_3 обычно не учитывается, так как она имеет емкостное сопротивление, намного большее индуктивных сопротивлений коаксиального витка L_B и сопротивлений индуктивностей рассеяния, входящих в Z_B .

Если обмотки, навитые на сердечники, однослойные, то индуктивность рассеяния объемного витка определяется составляющими полей рассеяния, проходящими между стенками объемного витка и поверхностью заключенных в нем обмоток. При намотке катушек

виток к витку индуктивность рассеяния объемного витка можно с достаточной точностью определять по формуле

$$L_B = 0,4 \cdot 10n^2 \left(\frac{S_{B1}}{l_1} + \frac{S_{B2}}{l_2} \right),$$

где S_{B1} и S_{B2} — площади воздушных просветов между обмотками, навитыми на первом и втором сердечниках, и поверхностью объемного коаксиального витка; l_1 и l_2 — длины средних силовых линий

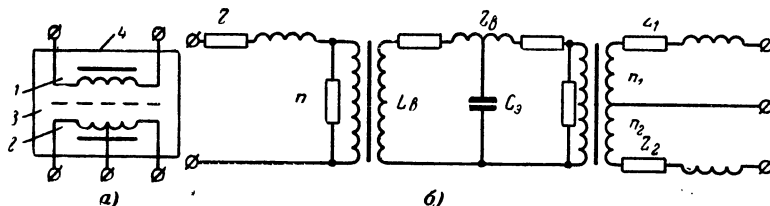


Рис. 3-18.

в сердечниках 1 и 2; n — число витков, навитых на сердечник 1, на котором находится первичная обмотка, служащая для подключения генератора или индикатора к мосту.

Было проведено исследование с целью выяснения влияния удельного сопротивления материала объемного витка на характеристики

обмоток. Найдено было, что с объемными витками из латуни, алюминия и посеребренной латуни характеристики трансформатора практически остаются постоянными. При изготовлении объемного же витка из стали индуктивность рассеяния увеличивалась на 55%.

В ИАЭ СО АН СССР в течение многих лет изготавливаются подобные трансформаторы для различных мостов, работающих как на звуковых, так и на высоких частотах. Наибольшее распространение получила конструкция, изображенная на рис. 3-19. Все детали объемного витка изготавливаются из меди или латуни, покрытых серебром. Толщину корпуса 1 и крышки 4 выбирают, исходя из необходимости получения достаточной механической прочности. Диаметр болта 3 и гайки 2 определяется внутренним диаметром обмоток 5, намотанных на сердечники 6 и 9. Между корпусом и электростатическим экраном 8 оставляется зазор порядка 0,2 мм. Экран 8 наворачивается на болт 3 и посредством колец 7 из изоляционного материала скрепляет сердечники с обмоткой. На сердечник 9 плечевые обмотки обычно одиночным или мультифилярным проводом, концы которого выпускаются из объемного витка через канал в болте 3. Первичная обмотка наносится на сердечник 6; концы ее также выпускаются через сверления в болте 3. Величина зазора между стенками объемного витка и обмотками выбирается в пределах 1—2 мм. Обмотки наносятся на сердечники по слою изоляции толщиной порядка диаметра провода.

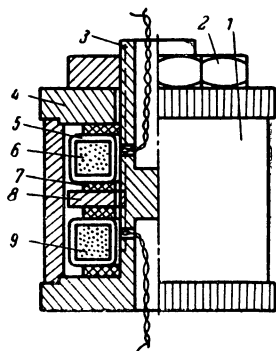


Рис. 3-19.

Плечевые обмотки, помещенные на сердечнике 6, могут иметь любую конструкцию, обеспечивающую получение заданного плечевого отношения, и диапазон рабочих частот, который может быть у подобных устройств весьма широк: от десятков герц до 100 МГц. Обмотки, помещенные в коаксиальном витке, получают достаточно идентичными. Только на высоких частотах приходится вносить некоторую коррекцию в их параметры, согласуя при этом одновременно длину соединительных линий в мостовой схеме с плечевыми отношениями.

В высокочастотных мостах, имеющих плечевые элементы с тесной связью, с целью усиления связи между плечевыми обмотками и генераторной обмоткой последняя наматывается совместно с плечевыми обмотками. Для этой цели используется мультифилярная система проводов и, в частности, тройной провод [Л. 239]. При подобном методе выполнения плечевого элемента можно получить диапазон рабочих частот моста от 0,5 до 250 МГц. Наши исследования показали, однако, что у таких обмоток, намотанных трехжильным проводом, наблюдается асимметрия распределенных емкостей между обмотками, что приводит к появлению погрешности. Для устранения погрешностей между началом и концом одной из обмоток, образующих плечи моста, обычно включают симметрирующую емкость, величина которой зависит от рабочей частоты моста. Эта емкость обеспечивает устранение фазовой погрешности обычно только на некоторой вполне определенной частоте. При других частотах компенсация погрешности нарушается.

В плечевом устройстве, предложенном в [Л. 48], строгое симметрирование параметров плечевых обмоток в широком диапазоне частот достигнуто применением дополнительной, в частности четвертой, компенсационной обмотки, один конец которой остается свободным, а второй подключается к общей

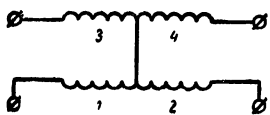


Рис. 3-20.

точке соединения трех остальных обмоток, две из которых образуют плечи моста, а третья служит для связи мостовой схемы с питающим схему генератором. Схема соединения всех четырех обмоток приведена на рис. 3-20. Обмотки 1 и 2 включаются в схему моста в качестве двух плеч. Обмотку 3 подключают к генератору. Концы обмоток 1 и 3 и начала обмоток 2 и 4 соединены и заземлены. Конец компенсационной обмотки остается свободным. Введение компенсационной обмотки придает плечевым обмоткам емкостную симметрию, которая сохраняется во всем рабочем диапазоне частот, исключая появление емкостной погрешности. Компенсационную обмотку можно вводить также в более сложные по устройству плечевые элементы, например в обмотки, выполненные мультифилярным проводом волновым методом, и многообмоточные плечевые элементы

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

СЛОЖНЫЕ ПЛЕЧЕВЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ С ТЕСНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

При создании современных трансформаторных измерительных мостов большое значение приобретают сложные плечевые элементы с тесной индуктивной связью. Если для уравнивания трансформаторного моста используются магазины пассивных образцовых мер, то от индуктивно связанных плеч требуется лишь обеспечение заданных пределов измерений. Используя симметричные трансформаторные плечи, необходимые пределы измерений можно обеспечить путем применения магазинов пассивных образцовых мер, значения параметров которых изменяются в весьма широком диапазоне. Более целесообразно, однако, для расширения пределов измерений использовать неравноплечные элементы с тесной связью, что позволяет уменьшить требования к диапазону магазинов мер. Так как получение у элементарных трансформаторных плеч точных плечевых отношений, меньших 1:10 (больших 10:1) и особенно меньших 1:100 (больших 100:1), связано со значительными технологическими трудностями (см. гл. 3), то проблему очень малых и очень больших плечевых отношений решают схемным путем — подключением к основным трансформаторным плечам (см. гл. 1) дополнительных плечевых элементов с тесной связью или вспомогательных трансформаторов напряжения и тока. Если же трансформаторный мост желательно уравнивать посредством коммутации витков индуктивно связанных плеч, то к основным плечевым трансформаторам напряжения и компараторам токов (см. гл. 1) можно подключать многодекадные или многотетрадные трансформаторы напряжения и тока, представляющие собой также те или иные сложные соединения

элементов с тесной индуктивной связью. В этих многодекадных плечевых элементах включение индуктивно связанных декад может быть каскадным, последовательным или комбинированным. К рассмотрению схем сложных трансформаторных элементов мы и перейдем.

4-1. РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ПЛЕЧЕВЫХ ОТНОШЕНИЙ ПУТЕМ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ИЛИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ ОСНОВНОГО И ДОПОЛНИТЕЛЬНОГО ПЛЕЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Расширение пределов измерений путем параллельного подключения дополнительного плечевого элемента возможно двумя способами (рис. 4-1). При способе расширения пределов измерений, изображенном на рис. 4-1,а, дополнительный трансформатор напряжения подключается к точкам *B* и *C* главного плеча. При этом получается не менее одного дополнительного плечевого отношения,

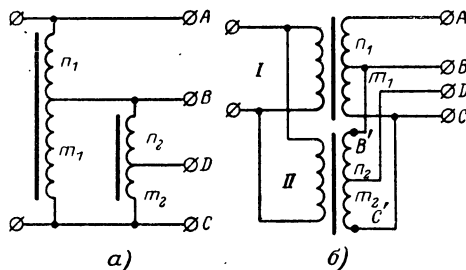


Рис. 4-1.

если сделать отпайку в точке *D*, являющейся местом соединения секций дополнительного трансформатора напряжения. Таким образом, имея два трансформатора напряжения относительно простой конструкции с плечевым отношением, например, 10:1, можно получить отношение 100:1. При конструировании главного трансформатора такого плечевого узла стремятся свести к минимуму его выходное полное сопротивление, определяемое индуктивностью рассеяния и активным сопротивлением обмоток. Это делается для того, чтобы исключить сильное шунтирующее действие входного полного сопротивления обмотки дополнительного трансформатора на характеристики основного плеча, к которому он подключен. В свою очередь для этого же входное сопротивление обмоток дополнительного трансформатора делают возможно большим. Как известно, это сопротивление на звуковых частотах состоит из реактивного сопротивления, определяемого индуктивностью всей обмотки трансформатора, и параллельно ему включенного активного сопротивления, эквивалентного потерям в сердечнике.

Погрешность в плечевом отношении за счет шунтирования можно определить, рассматривая эквивалентную схему двух параллельно соединенных делителей, представленную на рис. 4-2, где Z_m и Z_n — остаточные полные сопротивления секций из m и n витков;

L_m и L_n — индуктивности секций; M_{mn} — взаимная индуктивность, причем при $k \rightarrow 1$ имеем:

$$L_m : L_n : M_{mn} = m^2 : n^2 : mn. \quad (4-1)$$

Если между точками A и C приложено напряжение U_{AC} , то напряжение U_{BC} с учетом шунтирующего эффекта полного сопротивления нагрузки Z , которой является дополнительное плечо, будет определяться из выражения

$$\frac{U_{BC}}{U_{AC}} \approx \frac{m}{n+m} \left[1 - \frac{m}{n+m} \left(\frac{Z_n}{Z} \right) \right]. \quad (4-2)$$

Кроме указанной погрешности за счет шунтирования, как основное, так и дополнительное плечевые отношения будут иметь также обычные погрешности, определяемые неоднородностями в магнитном поле плечевых трансформаторов напряжения и ошибками, допущенными при выполнении их обмоток.

Рассмотрим теперь условия работы делителя напряжения, изображенного на рис. 4-1,б. В сердечнике дополнительного трансформатора напряжения магнитный поток возбуждается не только основной обмоткой I , но также и при помощи вспомогательной обмотки II , навитой на сердечник дополнительного трансформатора. Выбор чисел витков в обмотках I и II и способа их намотки определяется необходимостью получения тесной индуктивной связи обмоток в основном и дополнительном делителях напряжения (см. гл. 3). При выборе отношения чисел витков в обмотках I и II исходят из необходимости получения эквипотенциальности точек B , C и B' , C' . При идеальном выполнении этого условия при подключении дополнительного плеча к основному через него потечут уменьшенные уравнивающие токи и, следовательно, будет ослаблена дополнительная погрешность в плечевом отношении за счет шунтирования. В реальных условиях из-за остаточных неоднородностей в обмотках возможно появление дополнительных уравнивающих токов, которые могут вызывать погрешность плечевых отношений вследствие неоднородностей в магнитных полях. Однако последняя отличается от погрешности за счет шунтирования при соединении подобных же обмоток по схеме на рис. 4-1,а.

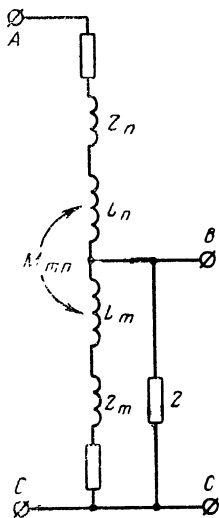


Рис. 4-2.

На рис. 4-1 изображено только одно плечо моста. В обычно применяемых устройствах на сердечник главного плечевого трансформатора напряжения наматывается еще ряд секций обмотки, которые совместно с секциями, изображенными на рис. 4-1, позволяют получать другие плечевые отношения.

Более широкие возможности получаются при размещении на сердечниках основного и дополнительного трансформаторов вторых

комплектов обмоток, подобных показанным на рис. 4-1. Схема одного из вариантов такого соединения двух плеч с тесной индуктивной связью изображена на рис. 4-3. Оно позволяет получать набор плечевых отношений 100:1, 10:1, 1:1, 1:10, 1:100. Плечевые отношения 1:1 в этом делителе благодаря симметрии устройства получаются наиболее точными.

Для снижения дополнительной погрешности в плечевых отношениях 1:10 и 10:1 за счет эффекта шунтирования необходимо при выборе параметров как основного, так и дополнительного делителей исходить из выражения (4-2), согласно которому погрешность шунтирования определяется

ся членом $\frac{m}{n+m} \left(\frac{Z_n}{Z} \right)$. Значительная часть этой

погрешности обычно определяется влиянием активных составляющих полных сопротивлений Z_n и Z ; одна из этих составляющих зависит от параметров обмотки основного плеча, а вторая — от потерь энергии в ферромагнитном материале магнитопровода дополнительного трансформатора. Поскольку Z_n и Z поддаются непосредственному измерению во всех частотных диапазонах, где применяются элементы с тесной связью, всегда имеется возможность учесть их действие и внести поправку в плечевое отношение.

Необходимо иметь в виду, что при расширении пределов измерений за счет получения новых плечевых отношений при помощи дополнительного трансформатора напряжения для плеч DC и $D'C$ делается трудным выполнение требований (2-43). Выходные сопротивления дополнительного делителя будут значительно больше сопротивлений, определяемых упомянутыми соотношениями. Здесь наблюдается противоречие между условием снижения шунтирующего эффекта: когда необходимо повышать входное сопротивление дополнительного делителя, т.е. увеличивать остаточные сопротивления и индуктивности рассеяния его обмоток для получения малой величины Z_n/Z , с одной стороны, и необходимостью снижения этих же параметров с целью удовлетворения требований, диктуемых отношениями (2-43), с другой стороны. Поэтому при практическом выполнении плечевых элементов приходится частичным изменением тех или иных параметров уравнивать составляющие погрешности, а также вносить, если это возможно, корректировку в значение выходного сопротивления плечевого элемента с тесной индуктивной связью.

На рис. 4-3 приведена схема соединения индуктивно связанных плеч с кондуктивной связью между основным и дополнительным трансформаторами. Эти же плечевые отношения можно, однако, получить и при помощи смешанной кондуктивно-магнитной связи, для чего необходимо намотать на обоих сердечниках вспомогательные обмотки и соединить их с соблюдением необходимой полярности (см. схему на рис. 4-1,б). При таком соединении, как уже отмечалось, в значительной мере ослабляется шунтирующий эффект. Это позволяет понизить требования к величине входного сопротивления дополнительного плеча: оно может иметь меньшую индуктивность обмотки. В какой-то мере при такой комбинированной связи возмож-

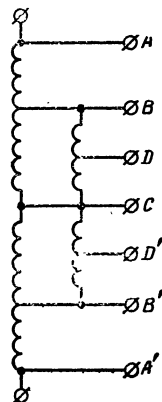


Рис. 4-3.

но также понижение выходного сопротивления плеч DC и $D'C$, ибо общее уменьшение числа витков в обмотках дополнительного трансформатора приводит к снижению как их активного сопротивления, так и индуктивности рассеяния.

Рассмотрим теперь особенности расширения диапазона плечевых отношений путем последовательного включения с основным делителем дополнительного делителя, как это часто делается в резистивных или емкостных делителях напряжения. В отличие от делителей, построенных на активных сопротивлениях, конденсаторах или катушках индуктивности без тесной индуктивной связи, в которых коэффициент деления определяется отношением полных сопротивлений, образующих их плечи, в плечевых элементах с тесной индуктивной связью плечевые отношения соответствуют отношению напряжений на обмотках, пропорциональных числу витков в обмотках. Эти условия однозначно диктуют необходимость обязательного выполнения тесной индуктивной связи между обмотками основного и дополнительного трансформаторов напряжения; в противном случае, т. е. без этой связи, мы будем иметь обычный индуктивный делитель напряжения с весьма нестабильным коэффициентом деления, зависящим от очень многих причин (величины приложенного напряжения, температуры обмоток, паразитных проводимостей, шунтирующих плечи, и др.).

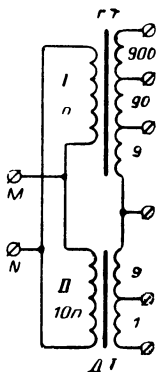


Рис. 4-4.

Схема последовательного соединения основного и дополнительного трансформаторов в плече моста с целью расширения набора плечевых отношений представлена на рис. 4-4. На главном трансформаторе $ГТ$, так же как и на дополнительном $ДТ$, навииваются вспомогательные обмотки I и II , имеющие сильную связь с соответствующими основными обмотками $ГТ$ и $ДТ$, что достигается одним из методов, указанных в гл. 3. При этом чаще всего числа витков в обмотках I и II берутся неодинаковыми (например, $1:10$) с целью облегчения получения больших плечевых отношений, которые трудно, а иногда и невозможно реализовать при равенстве чисел витков в обмотках I и II . Неравенство чисел витков в обмотках I и II особенно необходимо в тех случаях, когда одна из плечевых обмоток $ДТ$ для получения требуемого отношения должна была бы иметь (при равенстве чисел витков в обмотках I и II) меньше одного витка, что невозможно технически выполнить. На рис. 4-4 показан один из вариантов отношения чисел витков, которые питаются через MN . Очевидно, что возможно подобное использование не только одного $ДТ$, а двух и более. У плечевого узла с последовательным соединением элементов обмотки дополнительного трансформатора получаютс низкоомными в отличие от рассмотренного выше $ДТ$, включенного параллельно $ГТ$. Это обстоятельство позволяет получить низкое выходное сопротивление у плечевых отношений, определяемых $ДТ$, и тем самым облегчить возможность выполнения условий, определяемых (2-43).

Погрешность плечевых отношений при последовательном соединении двух трансформаторов с магнитной связью определяется главным образом остаточными неоднородностями в магнитном поле сердечников и несовершенством выполнения плечевых обмоток.

4-2. РАСШИРЕНИЕ ДИАПАЗОНА ПЛЕЧЕВЫХ ОТНОШЕНИЙ ПРИМЕНЕНИЕМ ВСПОМОГАТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

Расширение пределов измерений трансформаторных измерительных мостов, а также построение сложных регулируемых многодекадных индуктивных плеч с тесной связью элементов, реализуемые путем подключения к основным плечевым трансформаторам вспомогательных измерительных трансформаторов напряжения и тока [Л. 33, 170], требуют от последних соответствия ряду специальных дополнительных требований по сравнению с самостоятельно применяемыми измерительными трансформаторами напряжения и тока. В частности, используемые в сложных плечевых элементах трансформаторных мостов измерительные трансформаторы напряжения должны обеспечивать достаточно точное соответствие отношения напряжений отношению чисел витков при режимах работы, более удаленных от холостого хода, чем в обычных измерительных трансформаторах напряжения. Аналогично используемые в мостовых плечах измерительные трансформаторы тока должны обеспечить достаточно точное соответствие отношения токов обратному отношению чисел витков при режимах работы, более удаленных от короткого замыкания, чем в обычных измерительных трансформаторах тока. Кроме того, высокие точность и стабильность коэффициентов передачи должны сохраняться в широком диапазоне частот и зачастую при значительных колебаниях нагрузки и входных активных величин (напряжения или тока). Как и основные плечевые трансформаторы напряжения и компараторы токов, вспомогательные измерительные трансформаторы напряжения и тока, применяемые в сложных плечевых элементах мостовых цепей, строятся на основе индуктивных обмоток с тесной связью, что обеспечивает получение необходимых качеств вспомогательных трансформаторов.

Подключение одного или нескольких вспомогательных измерительных трансформаторов напряжения (ВТН) к одному из плеч основного плечевого трансформатора напряжения, а также одного или нескольких вспомогательных измерительных трансформаторов тока (ВТТ) к одному из плеч компаратора токов показано на рис. 4-5. Пример включения ВТН в двойном трансформаторном измерительном мосте приведен на рис. 4-6. Предположив такое включение обмоток $ТН$, $ВТН_1$, $ВТН_2$, ..., $ВТН_n$ и $КТ$, чтобы обеспечивалась возможность сравнения Z_1 и Z_2 одинакового характера, и пренебрегая влиянием вторичных параметров индуктивно связанных плеч и вспомогательных трансформаторов, нетрудно найти следующее условие равновесия моста:

$$Z_1 = Z_2 \frac{mm''_1 m'''_2 \times \dots \times m''_n p}{nm'_1 m'_2 \times \dots \times m'_n q}. \quad (4-3)$$

Из выражения (4-3) видно, что, используя отдельные трансформаторы $ТН$, $ВТН_1$, $ВТН_2$, ..., $ВТН_n$ и $КТ$ со сравнительно небольшими отношениями чисел витков индуктивно связанных обмоток, можно обеспечить исключительно большие результирующие плечевые отношения (больше 1 000 000).

Очевидно, что расширение пределов измерений трансформаторных мостов с помощью ВТН и ВТТ сопровождается изменением ре-

жимов работы отдельных участков мостовой измерительной цепи. Поэтому для обеспечения приемлемых режимов исследуемого объекта, пассивных образцовых мер и основных плечевых трансформаторов (ТН и КТ) может оказаться целесообразным распределить

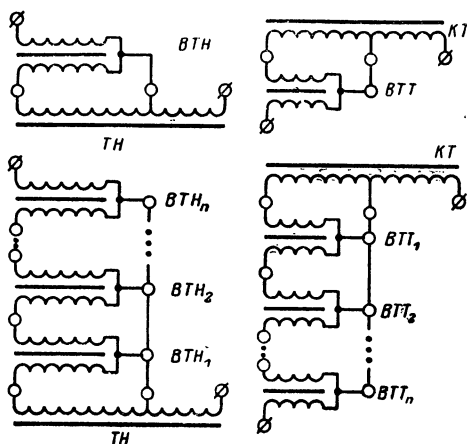


Рис. 4-5.

функции расширения пределов с помощью ВТН и ВТТ между несколькими группами таких вспомогательных измерительных трансформаторов, включаемыми в плечо с исследуемым объектом и в плечи с пассивными образцовыми мерами. В общем виде несколько вариантов таких мостов, получаемых на основе рассмотренных

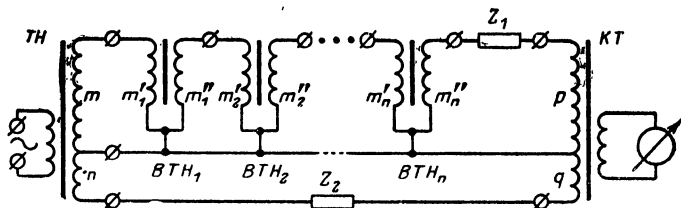


Рис. 4-6.

ранее цепей (см. гл. 1), изображено на рис. 4-7, где через $ВТН_m, ВТН_n, ВТН_{n1}, ВТН_{n2}, \dots, ВТН_{nl}, ВТТ_p, ВТТ_q, ВТТ_{q1}, ВТТ_{q2}, \dots, ВТТ_{ql}$ обозначены соответственно группы вспомогательных измерительных трансформаторов напряжения и тока. Если коэффициенты передачи напряжения каждой из групп трансформаторов напряжения и коэффициенты передачи тока каждой из групп трансформаторов тока обозначить соответственно через $K_m, K_n, K_{n1}, K_{n2}, \dots, K_{nl}, K_p, K_q, K_{q1}, K_{q2}, \dots, K_{ql}$, то в идеальном случае

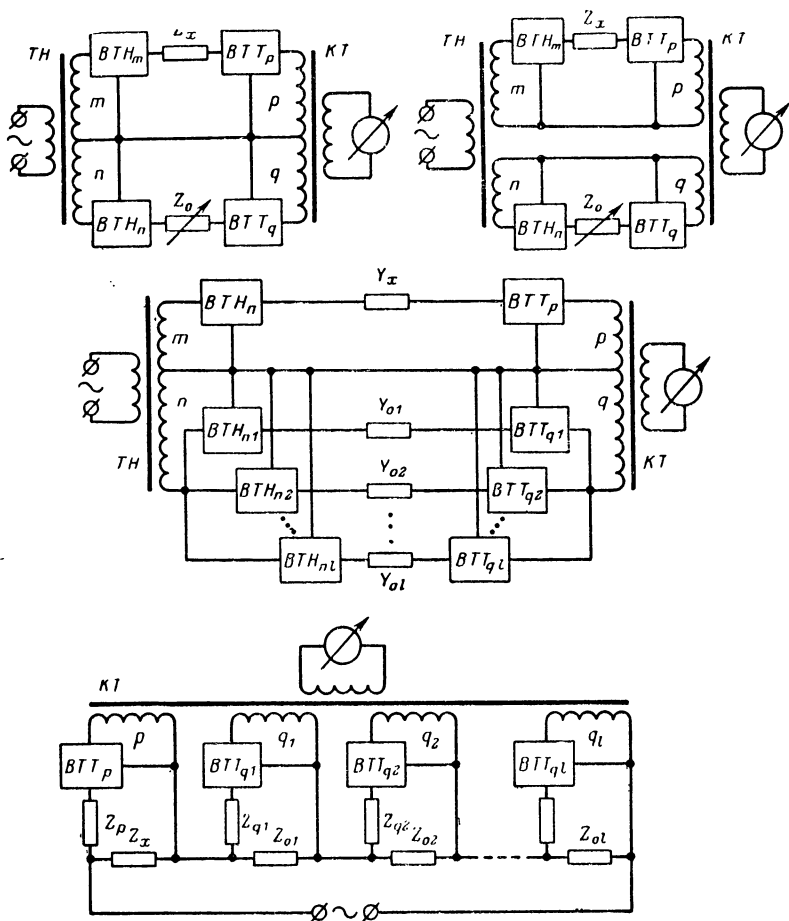


Рис. 4-7.

условия равновесия мостов примут следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} Z_x &= Z_o \frac{mpK_mK_p}{nqK_nK_q}; \\ Y_x &= \frac{nq}{mpK_mK_p} \sum_{i=1}^l K_{n_i} K_{q_i} Y_{o_i}; \\ Z_x &= \frac{Z_p}{pK_p} \sum_{i=1}^l q_i K_{q_i} \frac{Z_{o_i}}{Z_{q_i}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-4)$$

Из приведенных примеров схем и соответствующих им формул видно, что расширение пределов измерений с помощью ВТН и ВТТ может осуществляться как для всей исследуемой комплексной величины (Z_x или Y_x), так и для ее отдельных составляющих (активных или реактивных). При этом мостовые цепи могут строиться как с кондуктивной связью между исследуемым объектом и пассивными образцовыми плечами, так и без нее. В зависимости от числа используемых ВТН и ВТТ и включения их обмоток токи в обмотках компаратора КТ могут находиться в фазе и противофазе. Все это создает большие и исключительно разнообразные возможности рационального расширения пределов измерений трансформаторных измерительных мостов с помощью вспомогательных измерительных трансформаторов напряжения и тока.

При выборе количества ступеней трансформации тока и напряжения следует отдавать предпочтение трансформаторам тока, в которых магнитный поток много меньше магнитного потока в трансформаторах напряжения и, следовательно, в значительной степени ослаблены потери на гистерезис и вихревые токи.

Для получения более точного значения общих коэффициентов передачи напряжения или тока вспомогательных групп трансформаторов можно осуществить дополнительные связи отдельных вспомогательных трансформаторов тока (напряжения) с другими трансформаторами тока (напряжения) или секциями основного плечевого трансформатора ТН или компаратора КТ при помощи добавочных обмоток, включенных непосредственно или через четырехполюсники связи [Л. 170].

4-3. МНОГОДЕКАДНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР НАПРЯЖЕНИЯ С КАСКАДНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ДЕКАД

При построении многодекадного трансформатора напряжения рассматриваемого типа был использован принцип деления напряжения, предложенный Кельвином [Л. 96] и усовершенствованный Вартлеем [Л. 210]. Этот принцип позволяет получать плечевые узлы, отношение плеч которых при настройке мостовых цепей может изменяться в широких пределах. Такие узлы можно рассматривать в качестве магазинов плечевых отношений. Точность подобных магазинов плечевых отношений необыкновенно высока. По данным [Л. 195], у прецизионных магазинов погрешность составляет только $(1 \div 2) \times 10^{-8}$. Международные сличения подобных устройств показали [Л. 212, 232], что коэффициенты деления, полученные в различных национальных лабораториях, совпадают в пределах нескольких десятиллионных долей единицы.

Схема семидекадного плечевого магазина отношений представлена на рис. 4-8. Значение плечевого отношения определяется числом секций, используемых в каждой декаде. Первая, левая, декада магазина является главным плечом моста. На ее сердечнике, кроме секционированной обмотки первой декады, изображенной на рис. 4-8, имеется также обмотка, образующая другое плечо моста, а в некоторых устройствах еще имеется третья обмотка для связи делителя с генератором. Эти обмотки на рис. 4-8 не приведены.

Первая декада магазина является основным плечевым элементом мостовой схемы, поэтому ее погрешность составляет большую часть

погрешности магазина. Ввиду того что обмотки каждой последующей декады магазина при уравнивании моста могут подсоединяться к любой секции предыдущей декады, к идентичности параметров всех секций, в особенности у первых декад, предъявляются повышенные требования. Весьма важным является достижение равенства активных сопротивлений и индуктивностей рассеяния секций обмоток первых декад при снижении их абсолютных значений. Так как по обмоткам каждой шунтируемой декады магазина протекает ток возбуждения магнитного потока в сердечнике, то при этом неравенство активных сопротивлений и индуктивностей рассея-

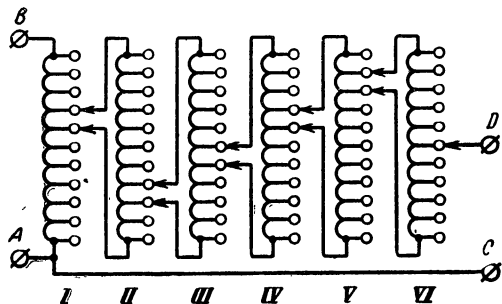


Рис. 4-8.

ния секций может привести к повышению погрешности. Величина погрешности будет зависеть от протекающего по обмотке намагничивающего тока, а также от абсолютного значения неравенства сопротивлений и индуктивностей секций.

Любые неоднородности в магнитном поле делителя и несовершенство изготовления его обмоток приводят к появлению малых ошибок в отношении напряжений [Л. 195], которыми при очень точных измерениях нельзя пренебречь.

Если делитель напряжения используется при частотах, больших 1000 гц, а тем более при радиочастотах, то немаловажную роль играют межвитковые и межсекционные емкостные связи. Влияние этих связей можно в значительной мере понизить путем их уменьшения и симметрирования.

Все эти весьма жесткие требования, которым должны отвечать обмотки первой, второй и третьей декад магазина, достаточно полно и легко реализуются, как это было показано в гл. 3, при выполнении обмоток мультифилярным кабелем, свиваемым из отдельных проводов, число которых должно соответствовать числу секций в декаде делителя.

При конструировании магазинов плечевых отношений с каскадным включением декад возможны по крайней мере два варианта размещения обмоток. По первому варианту обмотки могут навиваться на общий сердечник или на несколько сердечников, число которых меньше числа декад. При втором варианте все обмотки размещаются на отдельных сердечниках.

Если все обмотки декад размещаются на одном и том же магнитопроводе, то каждая декада должна содержать точно такое же число витков, как и шунтируемая ею секция предыдущей дека-

ды. При отсутствии нарушений в однородности магнитного поля сердечника напряжения на этой секции и подключенной к ней последующей декады будут равны. В этом случае последующая декада не создаст нагрузки для секции предыдущей декады. Однако при практическом выполнении многообмоточного делителя невозможно избежать хотя бы малой неоднородности магнитного поля. Эта неоднородность приведет к изменению коэффициентов связи между обмотками, которые не будут точно равны. Если к тому же магнитный поток в сердечнике возбуждается током, протекающим по основной плечевой обмотке, то из-за падения напряжения на ее остаточных сопротивлениях отводы от секций делителя напряжения и концы декады, к ним подключаемые, не будут строго эквипотенциальны. Возникающие при этом уравнивательные токи между декадами в какой-то мере скорректируют коэффициент связи между обмотками и компенсируют влияние неоднородности в магнитном поле (см. § 3-2). В целом, однако, вследствие появления уравнивательных токов различия в напряжениях на секциях первой декады и обмотках второй и третьей декад согласно [Л. 175] могут оказаться весьма существенными, достигая относительных значений $(10 \div 15) \times 10^{-6}$. Уравнивательные токи будут ослаблены, если для возбуждения магнитного потока в первой декаде будет применяться отдельная обмотка; тогда в смысле несения нагрузки все секции обмоток, навитых на первый сердечник, будут в одинаковых условиях.

Практически из-за большого числа витков, которые потребовалось бы намотать для первой основной обмотки мостового плеча, не удастся на один сердечник намотать более трех обмоток, образующих три декады делителя. Если в реальном устройстве на первом сердечнике размещены три первые декады, то остальные декады делителя могут в свою очередь размещаться по две на других сердечниках или каждая декада на своем сердечнике. Возможны и другие комбинации.

При изготовлении декад на отдельных сердечниках в них возникают потери энергии, связанные с поддержанием магнитных потоков. При этом каждая последующая декада со своим сердечником нагружает предыдущую декаду, внося в нее свои дополнительные погрешности из-за шунтирования. Эти погрешности можно в значительной мере снизить, выполняя сердечники из ферромагнитных материалов с большой проницаемостью и малыми потерями. При звуковых частотах 400—2000 гц очень хорошие результаты получают при использовании ленты толщиной порядка 2,5 мм из супермаллоя.

Для уменьшения падения напряжения на активном сопротивлении первых декад их секции следует выполнять из провода большого поперечного сечения или из нескольких параллельных проводов. При этих условиях дополнительную ошибку из-за нагрузочных токов, возникающих при шунтировании, удастся уменьшить до 1×10^{-7} .

В [Л. 195] детально описан семидекадный делитель напряжения рассмотренного типа, который при частоте 1 кГц имеет погрешность не более $1 \cdot 10^{-7}$ для всех отношений от 0,1:1 до 1:1 при входном сопротивлении 50 ком и выходном 5 ом. Делитель имеет четыре самостоятельных сердечника. Первая декада размещена на отдельном сердечнике; остальные шесть декад размещены по две на трех сердечниках.

4.4. МНОГОДЕКАДНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ДЕКАД

Наиболее простой многодекадный плечевой элемент данного вида представляет собой многообмоточный трансформатор с тесной индуктивной связью, числа витков в обмотках которого относятся, как $1 : 10 : 100 : \dots : 10^{l-1}$, где l — количество декад. При этом с помощью переключателей в последовательную цепь может быть включено то или иное количество секций каждой декады. Указанный многообмоточный трансформатор достаточно близко удовлетворяет условиям (2.43), если его декады выполнены на одном сердечнике из одного провода, причем значения коэффициента связи как между витками одной декады, так и между витками, относящимися к разным декадам, не различаются значительно. Вполне очевидно, однако, что число декад в плечевом элементе такого вида не может быть очень большим в силу технологических трудностей. Действительно, поскольку одна секция декады не может иметь менее одного витка (что, кстати, само по себе не может обеспечить высокую точность плечевых отношений), уже при построении трехдекадного плечевого элемента необходим трансформатор, имеющий не менее 1 000 витков. Для четырехдекадного плечевого элемента понадобилось бы не менее 10 000 витков и т. д. Обеспечение тесной и равномерной индуктивной связи обмоток и одинаковых размеров витков при сохранении незначительного их омического сопротивления в настоящее время для столь больших чисел витков трансформатора не представляется возможным. В этом смысле трехдекадный плечевой элемент можно было бы на сегодня считать разумным пределом применения рассматриваемого типа многодекадного трансформатора.

Так как при современных высокоточных измерениях необходимы плечевые элементы с четырьмя или пятью декадами и даже с большим их количеством, то построение таких многодекадных трансформаторов на основе последовательного включения индуктивно связанных декад достигается путем сочетания последнего с применением вспомогательных обмоток связи, обеспечивающих суммирование эффектов от включаемых последовательно секций декадных обмоток с уменьшением весовых коэффициентов слагаемых. Одна из схем подобного многодекадного плечевого элемента [Л. 194] представлена на рис. 4-9. Здесь плечевой элемент состоит из трех- и двухдекадного трансформаторов с простейшим последовательным соединением декад, причем весовые коэффициенты декад двухдекадного трансформатора согласуются с весовыми коэффициентами декад трехдекадного с помощью вспомогательной обмотки связи ОС таким образом, что плечевой элемент в целом выступает как пятидекадный.

Более высокая точность плечевого отношения может быть обеспечена

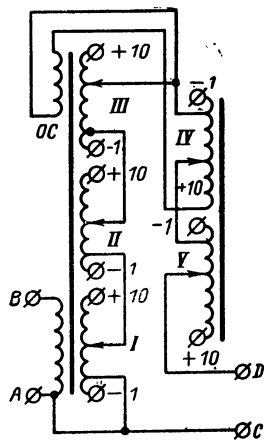


Рис. 4-9.

псчена с помощью многодекадного плечевого элемента, схема которого представлена на рис. 4-10, где с помощью вспомогательных обмоток связи согласуются весовые коэффициенты последовательно соединяемых декад, размещенных на самостоятельных магнитопроводах. Магнитные потоки в первой декаде могут возбуждаться токами, протекающими непосредственно по секциям первой декады, или же с помощью специальной обмотки. Все последующие декады соединены с предыдущими при помощи обмоток связи, э. д. с. которых вызывают токи намагничивания, протекающие по секциям последующих декад. Из этого следует, что декады не свободны от погрешности, вызываемой токами намагничивания. В [Л. 202], где предложен подобный многодекадный трансформатор, последняя обмотка связи питает декаду упрощенной конструкции; по виткам этой декады перемещаются два контактных элемента, к которым подключен потенциометр типа реохорда. Контактное устройство, скользящее по реохорду, обеспечивает отсчет шестого знака на шкале магазина. Такая конструкция трансформатора позволяет набирать его из стандартных секций, если обеспечить десятикратное соотношение между числом витков в декаде и числом витков в обмотке связи. Однако технологическим преимуществам такого

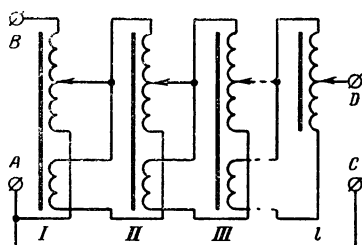


Рис. 4-10.

форматор, последняя обмотка связи питает декаду упрощенной конструкции; по виткам этой декады перемещаются два контактных элемента, к которым подключен потенциометр типа реохорда. Контактное устройство, скользящее по реохорду, обеспечивает отсчет шестого знака на шкале магазина. Такая конструкция трансформатора позволяет набирать его из стандартных секций, если обеспечить десятикратное соотношение между числом витков в декаде и числом витков в обмотке связи. Однако технологическим преимуществам такого

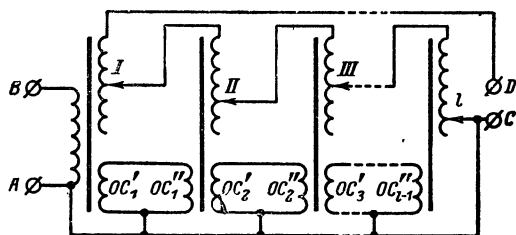


Рис. 4-11.

построения декад сопутствует возможность значительного возрастания выходного сопротивления делителя и его индуктивности рассеяния; они у всех декад одинаковы. Это обстоятельство несколько ограничивает область применения подобного трансформатора, поскольку он не отвечает условиям соотношений (2-43).

Многодекадный трансформатор напряжения или тока с последовательным соединением индуктивно связанных декад может быть также построен с использованием вспомогательных обмоток связи ($OC'_1-OC''_1$, $OC'_2-OC''_2$, ..., $OC'_{i-1}-OC''_{i-1}$), соединяемых как показано на рис. 4-11. Такие многодекадные трансформаторы, принцип построения которых предложен в [Л. 30], особо удобны для ис-

пользования в автоматических цифровых мостах. Очевидно, что, выбирая отношение чисел витков в обмотках связи равным $1 : 10$, можно, как и в предыдущем случае, строить плечевой элемент с идентичными декадами (тетрадами), что облегчает их изготовление и позволяет получать достаточно тесную связь между витками при относительно малом числе витков в секциях декад (тетрад). Достоинством рассматриваемого метода возбуждения магнитных потоков в сердечниках декад (тетрад) при помощи двух обмоток связи, имеющих тесную индуктивную связь с витками секций декад (тетрад), является то, что получение необходимых плечевых отношений сопровождается изменением числа активных витков в декаде (тетраде). Последнее невозможно в рассмотренных выше трансформаторах для декад, соединяемых электрически с обмотками связи (см. рис. 4-9 и 4-10). Освобожденные всех без исключения декад от нагрузки намагничивающими токами является существенным преимуществом многодекадного трансформатора, предложенного в [Л. 30], по сравнению с рассмотренными в [Л. 194, 202]. Определенным недостатком многодекадных (многотетрадных) трансформаторов, построенных в соответствии со схемой на рис. 4-11, является недопустимость одновременного заземления всех декадных (тетрадных) переключателей. Этот недостаток свойствен и трансформаторам, приведенным на рис. 4-9 и 4-10.

4-5. МНОГОДЕКАДНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА С КОМБИНИРОВАННЫМ ВКЛЮЧЕНИЕМ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ДЕКАД

Поиски путей улучшения основных свойств и расширения функциональных возможностей многодекадных (многотетрадных) трансформаторов напряжения и тока, проведенные в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР, привели в дальнейшем к построению ряда новых схем [Л. 77, 78, 144], основные из которых показаны на рис. 4-12. Исходная схема приведена на рис. 4-12,а, где самостоятельные декадные (тетрадные) обмотки многообмоточного трансформатора, соединение которых можно считать параллельным, присоединены каждая в отдельности к обмоткам двухобмоточных трансформаторов, вторые обмотки которых соединены последовательно, т. е. в данном случае мы имеем дело с некоторым комбинированным, последовательно-параллельным включением индуктивно связанных декад (тетрад) многообмоточного трансформатора. Очевидно, что используемые в этой схеме двухобмоточные трансформаторы могут обеспечить необходимое десятичное соотношение весовых коэффициентов секций декад (тетрад) при выполнении декадных (тетрадных) обмоток многообмоточного трансформатора идентичными. Возможность заземления всех декадных (тетрадных) переключателей является несомненным достоинством рассматриваемого трансформатора, в особенности при использовании его в автоматическом цифровом мосте. Недостаток, связанный с необходимостью использования двухобмоточных трансформаторов с коэффициентами передачи напряжения (тока), существенно большими, чем $1 : 10$ или $10 : 1$, может быть преодолен путем каскадного включения однотипных трансформаторов с десятичным коэффициентом передачи; при этом в частном случае одна из декадных (тетрадных) обмоток может быть непосредственно включена в по-

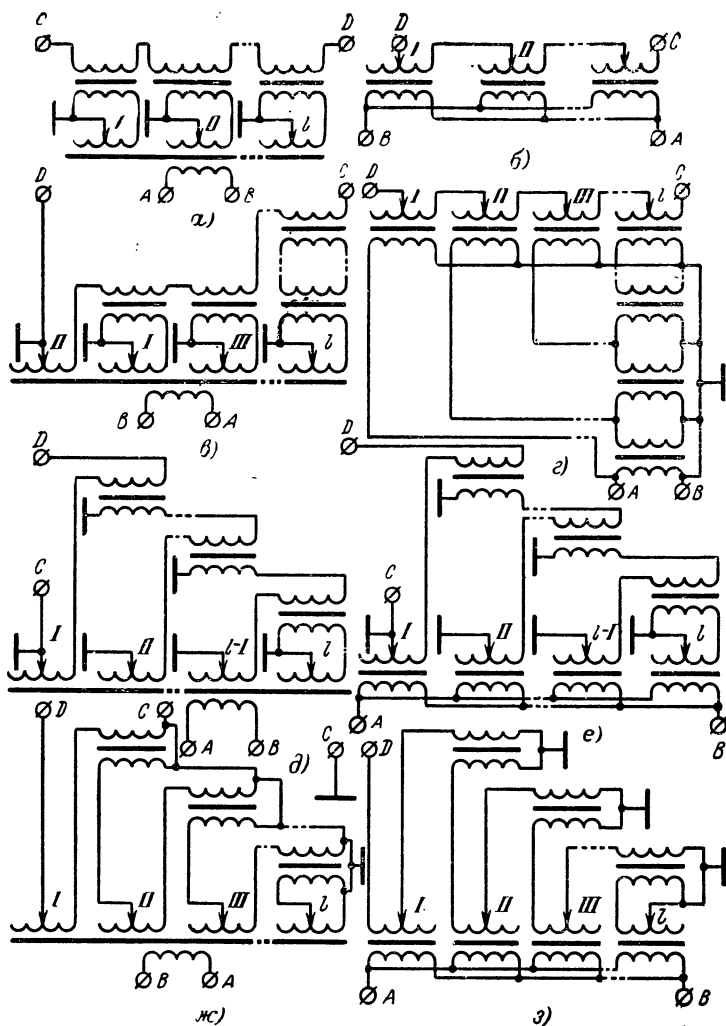


Рис. 4-12.

следовательную цепь CD [для уменьшения количества двухобмоточных трансформаторов целесообразно, как показано на рис. 4-12, в, в качестве такой декадной (тетрадной) обмотки выбирать одну из промежуточных (т. е. не первую и не последнюю)]. Однако такое решение не является наиболее простым в смысле обеспечения однородности структурных элементов многообмоточного трансформатора с параллельным соединением декадных (тетрадных) обмоток.

Вариант многодекадного (многотетрадного) трансформатора с комбинированным включением индуктивно связанных декад (тетрад), представленный на рис. 4-12,б, отличается от рассмотренного выше тем, что в нем отсутствует многообмоточный трансформатор и что здесь параллельно соединены нерегулируемые обмотки трансформаторов, в то время как регулируемые декадные (тетрадные) обмотки соединены последовательно. Если первое несколько улучшает технологичность плечевого элемента, то второе ограничивает возможность его применения, подобно рассмотренным выше многодекадным (многотетрадным) трансформаторам с последовательным соединением декадных (тетрадных) обмоток. Что же касается возможностей обеспечения однородности структуры плечевого элемента, то в данном случае они также имеются (рис. 4-12,г, е и з).

Схемы, представленные на рис. 4-12,д и е, иллюстрируют примеры наиболее целесообразного построения однородных по структуре многодекадных (многотетрадных) трансформаторов напряжения или тока с параллельным включением декадных (тетрадных) регулируемых обмоток, обеспечивающим возможность заземления всех декадных (тетрадных) переключателей, что является несомненным достоинством таких плечевых элементов. Нетрудно видеть, что количество используемых в этих плечевых элементах идентичных двухобмоточных нерегулируемых трансформаторов с десятичным коэффициентом передачи напряжения (тока), обеспечивающих необходимое десятичное соотношение весовых коэффициентов секций различных декад (тетрад) при идентичном выполнении последних, является минимально возможным. Что же касается сравнительной оценки рассматриваемых двух вариантов плечевых элементов, то необходимо указать, что она определяется достоинствами и недостатками, вытекающими из технологических возможностей создания многообмоточного трансформатора с идентичными декадами (тетрадами) и эквивалентного ему количества идентичных двухобмоточных декадных (тетрадных) трансформаторов.

В некоторых случаях может оказаться более целесообразным заземление в однородном по структуре многодекадном (многотетрадном) трансформаторе не декадных (тетрадных) переключателей, а обеих обмоток каждого из двухобмоточных трансформаторов связи. Примеры таких сложных плечевых элементов показаны на рис. 4-12,г, ж и з. Вполне очевидно, что в указанных схемах с заземленными обмотками двухобмоточных трансформаторов связи можно вместо последних использовать автотрансформаторы связи.

От параллельного включения декадных (тетрадных) обмоток в сложных плечевых элементах нетрудно путем замены этих обмоток единой декадной обмоткой с перемещаемыми самостоятельно по ее секциям переключателями перейти к построению многодекадных трансформаторов напряжения, показанных на рис. 4-13. При этом схемы на рис. 4-13,а и б получаются непосредственно на основе схемы на рис. 4-12,а, а схемы на рис. 4-13,в и г — на основе схем на рис. 4-12,д и е. Недостатком всех схем на рис. 4-13 при их очевидной простоте является то, что в случае необходимости заземленным может быть лишь один из декадных переключателей. Общим недостатком этих схем является также неоднородность магнитного поля в сердечнике декадной обмотки. В [Л. 228], где описан многодекадный трансформатор, построенный по схеме на рис. 4-13,г, отмечено, что вследствие неравномерного шунтирующего эффекта от присоединения к секциям общей декады двухобмоточных транс-

форматоров из-за несовершенства последних и декадного автотрансформатора практически достигнутая точность не была достаточно высокой и характеризовалась средней погрешностью порядка нескольких сотых процента.

Анализируя коэффициенты передачи напряжения и тока многодекадных (многотетрадных) трансформаторов, нетрудно убедиться в том, что подобно простейшим трансформаторам напряжения и тока с изменяемыми числами витков в одной из обмоток в слож-

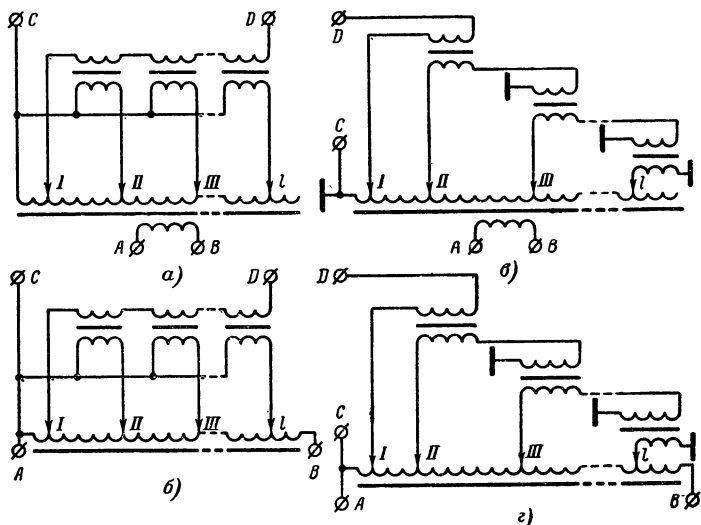


Рис. 4-13.

ных индуктивных плечевых элементах с тесной связью в идеальном случае возможно их обратное включение с сохранением уравнивания мостовой цепи изменением витков декад (тетрад) и отсчета измеряемой величины в десятичной системе счисления (в общем случае — в любой). Указанное свойство в разной степени присуще всем без исключения многодекадным (многотетрадным) трансформаторам с индуктивно связанными декадами (тетрадами), хотя четкие практические рекомендации о достижимых точностях и границах применимости тех или иных вариантов пока отсутствуют. Можно предполагать, что для указанного применения (т. е. с обратным включением сторон) наиболее пригодны трансформаторы по схемам на рис. 4-12 и меньше всего годятся для этой цели многодекадные трансформаторы с каскадным включением индуктивно связанных декад. Примеры схем мостовых цепей для измерения различных составляющих комплексного сопротивления с использованием обратного включения многодекадных (многотетрадных) трансформаторов напряжения и тока рассмотрены в гл. 6.

В заключение данного параграфа укажем, что сложные плечевые элементы трансформаторных мостов могут быть построены и путем одновременного использования каскадно включаемых декад

и двухобмоточных трансформаторов, согласующих весовые коэффициенты секций декад. Такой гибридный многодекадный трансформатор, схема которого представлена на рис. 4-14, подробно рассмотрен в [Л. 175]. В этом сложном плечевом элементе нижние декады выполнены по каскадной схеме, а первые две с использова-

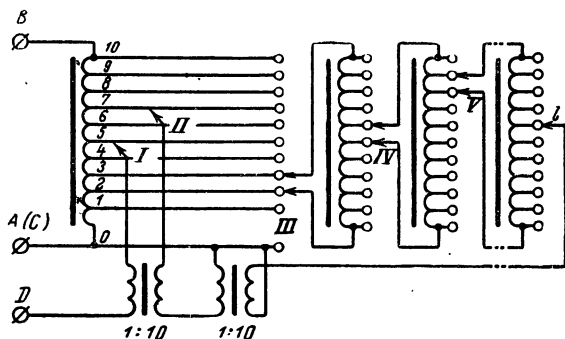


Рис. 4-14.

нием двухобмоточных трансформаторов. Уменьшение числа последних снизило их шунтирующий эффект, что позволило повысить входное сопротивление основного делителя напряжения без опасности появления заметной дополнительной погрешности. Выполнение первых двух декад с помощью двухобмоточных трансформаторов снизило выходное сопротивление магазина плечевых отношений.

4-6. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ПЛЕЧЕВЫХ ОТНОШЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ ДВУХСТУПЕНЧАТЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

В последнее время в измерительных установках стали применять так называемые двухступенчатые трансформаторы тока и напряжения. Этот тип трансформаторов впервые был описан в [Л. 177], а также исследован в [Л. 101].

Принципиальная схема одного из вариантов [Л. 186] двухступенчатого трансформатора напряжения изображена на рис. 4-15,а, где Z_μ и Z'_μ — эквивалентные сопротивления, учитывающие влияние сердечников; Z'_1 , Z''_1 и Z_2 — остаточные сопротивления обмоток. Такие двухступенчатые трансформаторы обычно изготавливаются по конструктивным схемам, изображенным на рис. 4-15,б и в. В трансформаторе имеются две первичные цепи: одна служит для грубой передачи энергии от источника E'_1 , а другая, питаемая от источника E''_1 , осуществляет автоматическую корректировку в передаче энергии, обеспечивая желаемую точность. Источник E'_1 несет почти всю нагрузку, в то время как E''_1 работает почти без нее в относительно легком режиме, поддерживая на выходе двухступенчатого трансформатора точное значение напряжения E_2 . Выходное напряжение E_3 является менее точным, чем E_2 , и используется для питания вспомогательных цепей.

В обычном трансформаторе напряжения, как уже отмечалось, остаточное сопротивление обмотки может внести существенную погрешность в плечевое отношение. У двухступенчатого же трансформатора влияние остаточного сопротивления обмотки практически исчезает. Если, например, обеспечить $E'_1 = E''_1 = E_1$, т. е. присоеди-

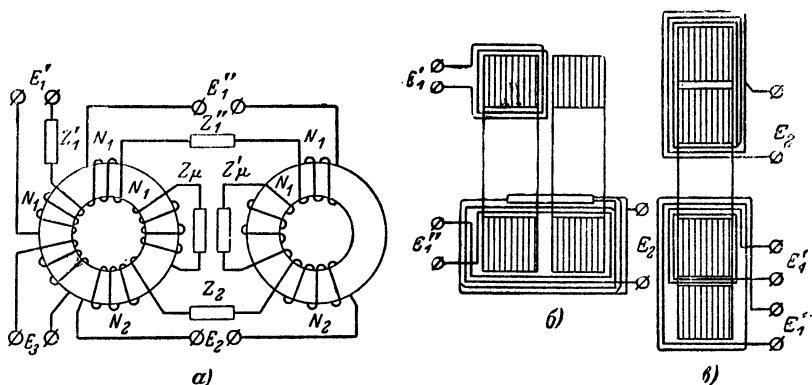


Рис. 4-15.

нить первичные обмотки к общему источнику энергии, то отношение первичного напряжения E_1 ко вторичному E_2 в двухступенчатом трансформаторе будет с большой точностью приближаться к соответствующему отношению чисел витков обмоток (N_1/N_2), определяясь формулой [Л. 186]

$$\frac{E_1}{E_2} \approx \frac{N_1}{N_2} \left(1 - \frac{Z'_1 Z'_1}{Z_\mu Z'_\mu} \right).$$

Сопоставив эту формулу с выражением, определяющим соотношение входного E_1 и выходного E_2 напряжений в обычном трансформаторе напряжения:

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} \left(1 + \frac{Z_1}{Z_\mu} \right),$$

легко увидеть значительные преимущества двухступенчатого трансформатора.

При питании первичных обмоток двухступенчатого трансформатора напряжения от двух отдельных источников имеется возможность использовать два источника с различными характеристиками. Источник E'_1 , питающий измерительную цепь основной энергией, может иметь менее ответственные детали и его напряжение можно не поддерживать точно. Источник E''_1 , отдающий в схему незначительную энергию, должен быть высокостабильным по амплитуде или фазе. Часто в качестве грубого источника используют индуктивные делители напряжения с ограниченным числом ступеней регулировки или неточные фазосдвигающие мосты; под точным источником подразумевают многокаскадные делители напряжения или устройства,

дающие точный сдвиг фаз (например, на 90°). Ввиду того что точный источник напряжен второй первичной цепью трансформатора, потребляющей очень малую мощность, он работает в режиме холостого хода и этим обеспечивает высокие точности деления напряжения или сдвига фазы.

Перечисленные особенности двухступенчатого трансформатора напряжения позволяют применять его в тех случаях, когда нужно иметь устройство с ничтожным выходным и очень высоким входным сопротивлениями. Подобным образом, когда нужно иметь устройство с высоким выходным и малым входным сопротивлениями, целесообразно использовать двухступенчатые трансформаторы тока [Л. 217]*. Примером такого эффективного применения двухступенчатых трансформаторов могут служить точные фазосдвигающие устройства тока и напряжения, построенные с использованием RC -мостов, на входе и выходе которых включены соответствующие двухступенчатые трансформаторы [Л. 217].

Применение двухступенчатых трансформаторов позволяет улучшить характеристики сложных плечевых элементов с каскадным включением декад. На рис. 4-16 изображены два плеча AB и BC моста, в котором в качестве плеча BC применен сложный плечевой элемент, декады которого разработаны с использованием схемы двухступенчатого трансформатора. Первый трансформатор $Tr1$ имеет четыре обмотки; из них обмотки AB и BC' являются двумя пле-

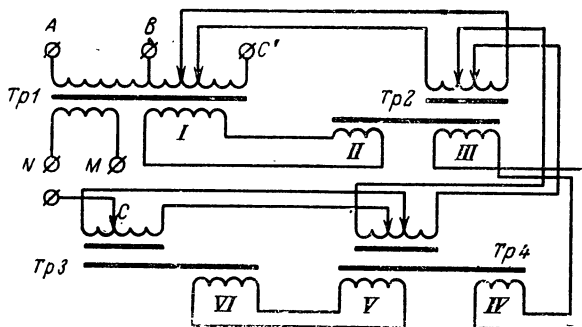


Рис. 4-16.

чами моста, а обмотка NM предназначена для связи мостового узла с генератором. Основной магнитный поток в трансформаторе $Tr2$ возбуждается обмоткой II , связанной с обмоткой I . Плечевое отношение магазина задается секциями обмотки BC' и декадных обмоток трансформаторов $Tr2$, $Tr3$ и $Tr4$. Все верхние декадные обмотки трансформаторов являются корректирующими обмотками двухступенчатых трансформаторов и, следовательно, несут очень слабую токовую нагрузку, не вносящую погрешностей в напряжения секций за счет шунтирующего эффекта. Погрешности из-за остаточных неоднородностей в секциях в этом устройстве также частично кор-

* См. также Н. И. Бачурин, Трансформаторы тока, изд-во «Энергия», 1964.

ректируются за счет возникающего перераспределения токов между обмотками возбуждения трансформатора. При выполнении декад этого типа необходимо обращать внимание на тщательность выполнения декадных обмоток, обеспечивая между секциями тесные связи при одинаковом коэффициенте k в секциях. С целью облегчения получения сильной связи между секциями в плечевых обмотках их можно выполнять из оптимального числа витков (5—10), если установить отношения витков в обмотках связи I и II или III и IV и т. д. не равные 1:1, а, например, 1:10.

Нами было проведено экспериментальное исследование нескольких делителей, собранных по только что рассмотренной схеме с двухступенчатыми трансформаторами, и было определено, что ток в корректирующей обмотке, навитой на оба сердечника, в 30—50 раз меньше тока в основной обмотке, размещенной на одном сердечнике. При проверке степени уменьшения шунтирующего эффекта путем замены шунтирующей декады обычного дроссельного типа декадой, образованной из корректирующей обмотки двухкаскадного трансформатора, было обнаружено уменьшение погрешности в плечевом отношении на $(1,5 \div 2) \cdot 10^{-6}$ в частотном диапазоне 400—5 000 гц.

На основе двухступенчатого трансформатора можно также улучшить характеристики плечевых узлов, рассмотренных в § 4-1.

4-7. КОМПЛЕКСНЫЙ МНОГОДЕКАДНЫЙ ПЛЕЧЕВОЙ ЭЛЕМЕНТ С ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫМИ ДЕКАДАМИ

Рассмотренные до сих пор многодекадные плечевые элементы предназначались для регулировки только модуля плечевых отношений, без изменения фазы между токами или напряжениями в плечах. Любые отклонения фазы выходных токов или напряжений в сложных плечевых элементах от 0 или 180° рассматриваются как

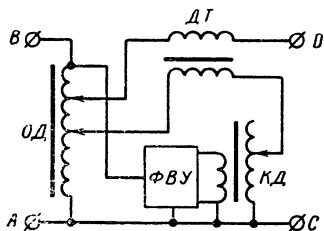


Рис. 4-17.

погрешность, которую усовершенствованием конструкции этих элементов стремятся свести к возможному минимуму. Однако в последние годы разрабатываются и такие сложные плечевые элементы, в которых специальными устройствами изменяют не только величину плечевого отношения, но и фазу между токами или напряжениями, действующими в плечах.

Один из возможных вариантов построения комплексного плечевого элемента был разработан на основе схемы, давно известной в силовоточной электротехнике [Л. 97]. В самом общем схематическом виде подобный сложный элемент представлен на рис. 4-17. Выходное напряжение элемента зависит от положения переключающего устройства на основном делителе $ОД$, подающего синфазную составляющую на двухобмоточный трансформатор $ДТ$; от делителя $ОД$ питается также фазовращающее устройство $ФВУ$, подающее квадратурную составляющую выходного напряжения, значение которой может устанавливаться квадратурным делителем $КД$.

На рис. 4-18 показан пример практической реализации многодекадного комплексного плечевого элемента [Л. 186]. В устройстве использованы четыре многодекадных трансформатора, включенных так, что переключатели каждого трехдекадного трансформатора механически соединены с переключателями первых трех декад вклю-

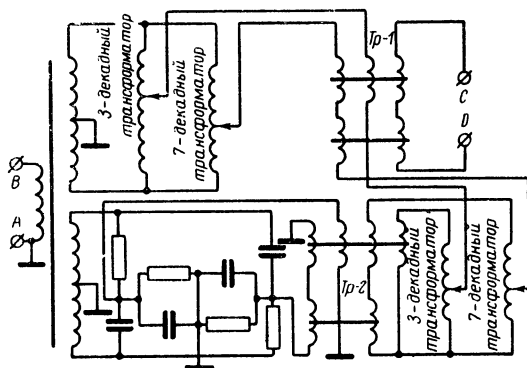


Рис. 4-18.

ченного параллельно с ним семидекадного трансформатора. Для получения квадратурной составляющей имеются два (грубый и точный) фазосдвигающих RC -моста, помещенные в термостат с постоянной температурой. Они обеспечивают стабильность квадратурной составляющей регулируемого плечевого отношения с погрешностью порядка 10^{-5} . Для облегчения режима работы фазосдвигающих мостов их выходы подключены к первичным обмоткам двухступенчатого трансформатора $Tr2$.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ПЛЕЧЕВЫХ ЭЛЕМЕНТОВ С ТЕСНОЙ ИНДУКТИВНОЙ СВЯЗЬЮ

5-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОМУ ОПРЕДЕЛЕНИЮ ПЛЕЧЕВЫХ ОТНОШЕНИЙ

Номинальное отношение напряжений в индуктивном делителе напряжений или токов в индуктивном компараторе токов равно отношению чисел витков рабочих обмоток, однако отношение напряжений или токов может быть номинальным лишь в идеальном случае. В реальном устройстве это отношение имеет некоторую погреш-

ность. По аналогии с погрешностью измерительных трансформаторов [Л. 101] погрешность плечевых элементов с тесной индуктивной связью можно представить в виде комплексной величины. Так, для трансформаторного делителя напряжений (рис. 5-1, а) выражение для отношения векторов напряжений можно записать следующим образом:

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = A_N (1 + \alpha + j\beta), \quad (5-1)$$

где \dot{U}_1 и \dot{U}_2 — векторы первичного и вторичного напряжений трансформатора;

A_N — номинальное плечевое отношение;

α и β — синфазная и квадратурная составляющие комплексной погрешности плечевого отношения.

Обычно один из концов обмотки, например 3, является нулевой точкой, принимаемой за начало векторов (рис. 5-1, б) напряжений \dot{U}_1 и \dot{U}_2 . Напряжение \dot{U}_1 принимают за опорный вектор; тогда вектор напряжения \dot{U}_2 можно разложить на две составляющие: синфазную и квадратурную по отношению к опорному.

Если фазовый угол мал, то отношение напряжений можно рассматривать как отношение $|\dot{U}_1|$ и $|\dot{U}_2|$. Отношение квадратурной составляющей вектора \dot{U}_2 к его синфазной составляющей при малых углах примерно равно фазовому углу в радианах, представляющему собой угловую погрешность.

Все сказанное справедливо и для отношения токов, текущих по обмоткам компаратора токов.

Определение погрешности отношений напряжений или токов производится чаще всего путем сравнения поверяемого элемента с образцовым делителем, у которого известны синфазная и квадратурная поправки. Иногда при аттестации отношений ограничиваются только определением одной, обычно синфазной, составляющей погрешности.

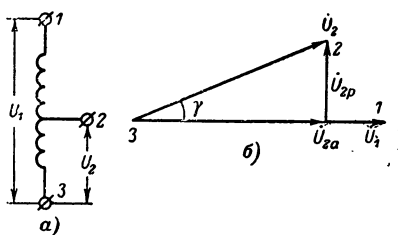


Рис. 5-1.

Помимо методов, основанных на применении образцовых делителей, существуют абсолютные методы аттестации плечевых отношений, которые не требуют наличия образцовых делителей. Однако эти методы, как правило, сложны и трудоемки; по этой причине они чаще применяются для аттестации образцовых делителей.

В качестве образцовых делителей для аттестации плечевых элементов применяются резистивные делители, например из манганина или константана. Такие делители, особенно микропроволочные, обладают хорошей временной стабильностью и небольшой температурной погрешностью. Применяются также образцовые емкостные делители, построенные на основе трехэлектродных конденсаторов без потерь [Л. 16, 17, 50, 146]. Основным источником погрешностей как для резистивных, так и для емкостных делителей является наличие паразитных электромагнитных связей. Поэтому классические методы калибровки плечевых элементов пригодны лишь на частотах не выше 1—10 кГц. Для калибровки плечевых элементов в широком диапазоне частот разработаны специальные методы, кратко описанию которых посвящена настоящая глава.

5-2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛЕЧЕВОГО ОТНОШЕНИЯ МЕТОДОМ ПЕРЕСТАНОВКИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Простейшим случаем является аттестация отношения плеч 1:1. Обозначим аттестуемое отношение $U_{AB}:U_{BC}$ (рис. 5-2). При этом значения U_{AB} и U_{BC} почти равны. Измерения проводятся дважды. При этом сопротивления R_1 и R_2 меняются местами. При первом уравнивании имеем в плече AD сопротивление $R_1 + \Delta_1$, а в плече DC — сопротивление R_2 . При втором уравнивании после переключения плеч сопротивление плеча DC будет равно $R_1 + \Delta_2$. На основании результатов этих двух уравниваний можно записать:

$$\frac{U_{AB}}{U_{BC}} = \frac{R_1 + \Delta_1}{R_2} = \frac{R_2}{R_1 + \Delta_2},$$

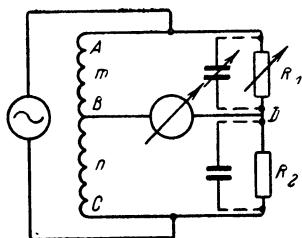


Рис. 5-2.

откуда

$$\left(\frac{U_{AB}}{U_{BC}}\right)^2 = \frac{R_1 + \Delta_1}{R_1 + \Delta_2},$$

или

$$\frac{U_{AB}}{U_{BC}} \approx 1 + \frac{\Delta_1 - \Delta_2}{2R_1}. \quad (5-2)$$

Данный метод определения плечевых отношений может применяться в том случае, если у аттестуемого плечевого элемента имеется ничтожный фазовый сдвиг, для компенсации которого необходимо подключить к одному из плеч *AD* или *DC* воздушный конденсатор с емкостью в несколько десятков пикофарад. Такой конденсатор при частоте 1000 гц и $R_1 = 1000$ ом изменит значение полного сопротивления резистивного плеча на величину порядка 10^{-7} . Такой погрешностью плечевого отношения в большинстве случаев можно пренебречь или можно учесть ее, введя в результаты измерений необходимую расчетную поправку.

Небольшое изменение отношения резистивных плеч $R_1 : R_2$, необходимое для уравнивания схемы сравнения, обычно производится при помощи магазина малых сопротивлений, включаемых последовательно с R_1 . Нетрудно показать на основании (5-2), что для определения действительного отношения плеч 1:1 с погрешностью порядка 10^{-6} при номинальном значении $R_1 = 1000$ ом достаточно знать его действительное значение с погрешностью 0,1% и отсчитывать значения Δ_1 или Δ_2 (порядка 1 ом) с погрешностью 0,001 ом, что обычно выполнить достаточно легко.

Наличие паразитных емкостей в схеме сравнения, шунтирующих резистивные плечи делителя напряжения, если не принимать специальных мер защиты, вносит большие погрешности в результаты определения угловой погрешности β плечевого отношения. Погрешность может превосходить в несколько раз значения β . По этой причине найденное значение угловой погрешности обычно мало достоверно.

При помощи резистивного делителя напряжения можно также аттестовать с погрешностью порядка 10^{-5} плечевые элементы с отношением 1:N, где $1 < N < 10$. В этом случае делитель напряжения должен содержать $N+1$ одинаковых резистивных секций с сопротивления-

ми, подогнанными очень близко к выбранному значению R .

Чтобы иметь возможность настраивать измерительную схему небольшим изменением коэффициента деления резистивного делителя, одна из его секций шунтируется переменным сопротивлением $R_{ш}$, в качестве которого используется высокоомный магазин сопротивлений. У секции, зашунтированной сопротивлением $R_{ш}$, значение сопротивления несколько меньше, чем у остальных N секций делителя.

Даже в том случае, если резистивный делитель составлен из секций, имеющих тщательно подогнанные на постоянном токе сопротивления, их значения на частоте аттестации не будут равны из-за частотной зависимости проволочных сопротивлений. Поэтому приходится производить калибровку резистивных элементов делителя на рабочей частоте непосредственно в процессе аттестации плечевого элемента. По этим причинам при аттестации отношения плечевого элемента с тесной индуктивной связью необходимо сделать по крайней мере $N+1$ уравниваний схемы, причем в низкоомном

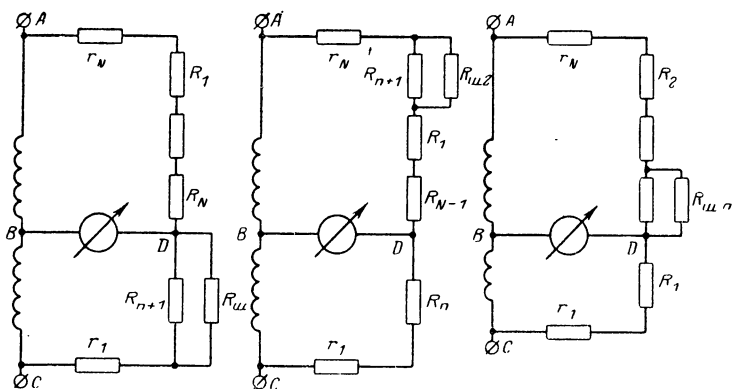


Рис. 5-3.

плече активного делителя должна поочередно включаться каждая из $N+1$ секций, как это показано на рис. 5-3.

При проведении измерений необходимо следить за тем, чтобы источник питания схемы во время измерительного эксперимента подключался к точкам A и C и к этим точкам также подключались соединительные

провода, связывающие резистивный делитель напряжения с поверяемым индуктивным делителем. Значения сопротивлений этих проводов r_N и r_1 с целью исключения дополнительной погрешности должны быть строго определенными и относиться так же, как относятся сопротивления плеч.

В результате $N+1$ уравниваний будут получены $N+1$ значения величины $R_{ш}$. Действительное значение плечевого отношения A можно выразить с большой точностью следующей зависимостью [Л. 190]:

$$A = N + \frac{R}{N+1} \left[\frac{N}{R_{ш1}} - \frac{1}{R_{ш2}} - \dots - \frac{1}{R_{ш_{n+1}}} \right], \quad (5-3)$$

где $R_{ш1}, \dots, R_{ш_{n+1}}$ — значения шунтирующих сопротивлений после проведения всех $N+1$ сравнений.

Необходимо заметить, что значения R и $R_{ш}$ в формуле (5-3) из-за частотной зависимости могут быть выражены в условных единицах сопротивления. Важно только, чтобы при этом была сохранена точность соотношения между ними. Это условие требует калибровки магазина $R_{ш}$ по значению R на частоте, при которой производится аттестация плечевого элемента с тесной индуктивной связью.

Рассмотренный способ аттестации плечевого отношения можно применять в широком диапазоне частот. В случае применения его при низких радиочастотах (0,1—1 МГц) лучшие результаты получаются, если одно из сопротивлений резистивного делителя, например R_{n+1} , сделать из двух последовательно соединенных неравных сопротивлений и настройку цепи проводить шунтированием меньшего сопротивления. При этом значения $R_{ш}$ будут много меньшими (не более 10 ком), чем при шунтировании всего неразделенного сопротивления. Такие сопротивления, даже если они выполнены из манганиновой проволоки, будут иметь частотную погрешность в упомянутом диапазоне частот не больше нескольких десятых процента.

При помощи описанного метода удастся получить действительные значения плечевого отношения 10:1, повторяющиеся от эксперимента к эксперименту, с погрешностью порядка $2 \cdot 10^{-5}$.

Рассмотренный метод применяют обычно только для определения значения синфазной погрешности плечевого отношения; для определения квадратурной погрешности его не применяют из-за малой достоверности получаемых результатов. Тем не менее уравнивание цепи сравнения для получения необходимых чувствительности и точности измерения синфазной составляющей производят по двум составляющим, для чего параллельно одной секции в плече AD или DC подключают конденсатор переменной емкости со значением емкости, достаточным для настройки цепи.

Калибровка плечевых элементов с плечевым отношением больше $1:10$ методом перестановки не дает необходимой точности, так как при большом коэффициенте деления действие паразитных емкостных связей усиливается. Поэтому для определения больших плечевых отношений (до $1:100$) применяют метод последовательно-параллельного соединения резистивных элементов [Л. 190], который основан на том, что если имеется n одинаковых сопротивлений R , подогнанных к своему номинальному значению R_N с погрешностью, например, порядка 10^{-3} , то отношение их суммарного сопротивления при последовательном включении к их суммарному сопротивлению при параллельном включении будет равно n^2 с погрешностью 10^{-6} . При этом методе нет необходимости в проведении в момент аттестации взаимных сравнений сопротивлений у всех N секций делителя, так как из-за изменения температуры их значения вряд ли изменятся больше, чем на $0,01R$.

Кроме N секций с сопротивлением R , для проведения аттестации необходимо также высокостабильное вспомогательное сопротивление со значением $R_B = NR$. Его действительное сопротивление устанавливается во время аттестации по суммарному сопротивлению всех N секций, соединенных последовательно. Такое сравнение обычно можно легко выполнить с малой погрешностью порядка 10^{-6} , так как R_B берется обычно около 10 ком.

При определении действительных значений плечевых отношений у испытуемого трансформатора активный делитель составляется из сопротивления R_B и сопротивления N секций, включенных параллельно. Настройка цепи производится путем шунтирования одного плеча активного делителя и изменением емкости конденсатора, подключенного параллельно одному из плеч.

5-3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛЕЧЕВОГО ОТНОШЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ОБРАЗЦОВОГО ЕМКОСТНОГО ДЕЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Возможность простой и точной калибровки одного образцового трехэлектродного конденсатора по другому [Л. 16, 17, 42, 46, 50, 236] послужила основой для разработки методов прецизионного определения действительных значений плечевых отношений как на звуковых, так и на радиочастотах. Емкостные делители, применяемые для точного определения обеих составляющих комплексной погрешности отношения напряжений, различаются в основном составом емкостных мер, в качестве которых используются наборы трехэлектродных конденсаторов малой емкости, имеющие очень малые и близкие температурные коэффициенты емкости.

Рассмотрим метод калибровки индуктивных делителей с помощью емкостного делителя, использованный в Новосибирском Государственном институте мер и измерительных приборов для определения отношения напряжений в трансформаторном плечевом элементе моста, применявшегося для аттестации мер малой емкости от 0,0001 до 10 нф [Л. 46]. Специально созданный для этой цели магазин малых емкостей [Л. 47] отличается от известных тем, что в нем каждый конденсатор снабжен термокомпенсационной шайбой, обеспечивающей постоянство емкости любого конденсатора магазина в заданном диапазоне температур.

На рис. 5-4 представлена схема магазина емкостей. Все конденсаторы смонтированы в общем блоке из инвара 3, являющемся третьим заземленным электродом для всех конденсаторов.

Электроды 2 и 4 высокого и низкого потенциала, выполненные также из инвара, смонтированы на керамических шайбах 6 в цилиндрических отсеках блока 3. Все конденсаторы имеют коаксиально-цилиндрическую конструкцию. Их емкость подсчитывается по формуле

$$C = \frac{\epsilon l}{2 \ln \frac{D_1}{D_2}}. \quad (5-4)$$

Из (5-4) следует, что изменения температуры электродов 2 и 4, приводящие к пропорциональному изменению диаметров электродов D_1 и D_2 , не изменяют C .

Изменение емкости от температуры происходит только из-за изменения длины l .

Если все конденсаторы магазина имеют одинаковую емкость и состоят из электродов из одного и того же материала одной и той же длины, равной l , отношение их емкостей не будет зависеть ни от изменения температуры, ни от изменения ε воздуха. Если конденсаторы

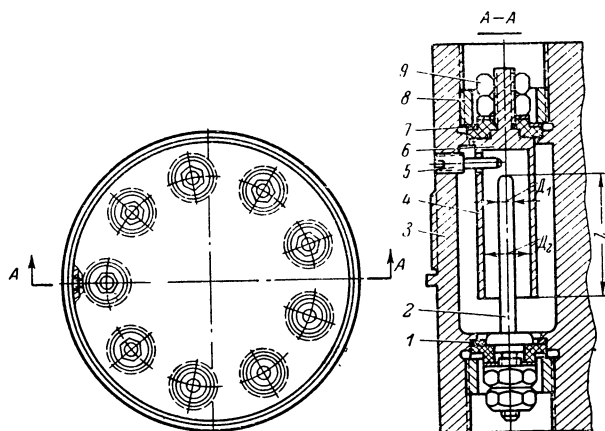


Рис. 5-4.

имеют разные диаметры D_1 и D_2 при одинаковой у всех длине l , а значит, и разные емкости, то некоторое нарушение постоянства отношений их емкостей при изменениях температуры будет иметь место за счет изменения краевых полей у концов электродов. Если длины электродов конденсаторов не равны (это приходится делать при малых емкостях, когда трудно изготовить электроды малого диаметра), отношение их емкостей будет зависеть от температуры. Влияние температуры можно уменьшить введением температурной компенсации емкости, которая достигается при помощи специальной медной или алюминиевой компенсационной шайбы 1.

Для исключения возможных механических напряжений в конденсаторах предусмотрены волнистые плоские шайбы-пружины 7. Каждый конденсатор снабжен винтом 5, входящим между торцевыми поверхностями цилиндрических электродов. Винт позволяет осуществлять точную подгонку емкости конденсатора к номинальному значению.

Магазины емкостей могут иметь наборы равных мер по 0,1; 1,0 или 10 $nф$. Возможны и другие сочетания.

Для аттестации плечевого отношения $A=10$ необходим магазин из 11 одинаковых по номинальному значению конденсаторов, соединенных, как показано на рис. 5-5,а. Все конденсаторы являются трехэлектродными (что на схеме для простоты не показано).

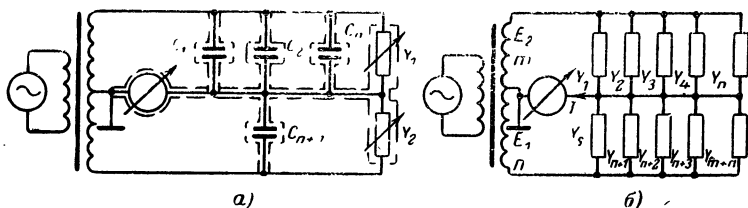


Рис. 5-5.

В процессе аттестации проводится серия уравниваний цепи с перестановкой при каждом уравнивании одного конденсатора из верхнего плеча в нижнее. При этом в верхнем плече всегда включено десять конденсаторов, а в нижнем — один. Мост балансируется с помощью малой переменной полной проводимости, включенной в качестве Y_1 или Y_2 . На основании серии подобных измерений можно определить погрешность отношения плеч с тесной индуктивной связью.

Рассмотрим, как осуществляется аттестация в общем случае, когда имеется плечевой элемент с отношением витков $m:n$. На рис. 5-5,б показан подобный трехобмоточный трансформаторный плечевой узел.

Необходимо определить отношение напряжений в этом узле:

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{m}{n} (1 + \alpha + j\beta), \quad (5-5)$$

где m и n — целые числа.

Соединив $m+n$ полных проводимостей $Y_1, Y_2, \dots, Y_k, \dots, Y_{m+n}$ согласно схеме на рис. 5-5,б, получим ток через индикатор:

$$I = E_1 \sum_{k=n+1}^{m+n} Y_k + E_2 \sum_{k=1}^n Y_k. \quad (5-6)$$

Как уже указывалось, при аттестации проводится серия уравниваний цепи, при которых полные проводимости переставляются циклично так, что при этом полную проводимость Y_k заменяют на Y_{k+1} , а Y_{m+n} на Y_1 .

Уравнивание цепи производится регулировкой дополнительной проводимости Y_s , которая в данном случае включена в нижнее плечо. Эта проводимость определяет дополнительный ток через индикатор:

$$I_i = E_1 Y_{s1}.$$

В момент настройки цепи добиваемся, чтобы суммарный ток через индикатор был равен нулю. Этот момент описывается уравнением

$$E_1 \sum_{k=n+1}^{m+n} Y_k + E_2 \sum_{k=1}^n Y_k + E_1 Y_{s1} = 0. \quad (5-7)$$

После $m+n$ уравниваний получим систему уравнений типа (5-7), суммирование которых даст:

$$mE_1 \sum_{k=1}^{m+n} Y_k + nE_2 \sum_{k=1}^{m+n} Y_k + E_1 \sum_{s=1}^{m+n} Y_s = 0,$$

или

$$(mE_1 + nE_2) \sum_{k=1}^{m+n} Y_k + E_1 \sum_{s=1}^{m+n} Y_s = 0,$$

откуда

$$\frac{E_2}{E_1} = -\frac{m}{n} - \frac{\sum_{s=1}^{m+n} Y_s}{n \sum_{k=1}^{m+n} Y_k}. \quad (5-8)$$

Из уравнений (5-5) и (5-8) получим:

$$\alpha + j\beta = \frac{\sum_{s=1}^{m+n} Y_s}{n \sum_{k=1}^{m+n} Y_k} = \frac{\bar{Y}_s}{n \bar{Y}_k}, \quad (5-9)$$

где \bar{Y}_s и \bar{Y}_k — средние значения.

Выражение (5-9) позволяет определить синфазную и квадратурную составляющие погрешности плечевого отношения.

При калибровке необходимо постоянство напряжений в точках подсоединения мер емкости, что требует усложнения цепи. Однако этого можно избежать, если ввести соответствующие поправки, которые определяются по формулам, приведенным в [Л. 187].

Ввиду незначительной частотной зависимости трех-электродных конденсаторов малой емкости [Л. 17, 50] рассмотренный метод применим для определения отношений напряжений делителей с тесной индуктивной связью, работающих не только при звуковых частотах, но также в диапазоне радиочастот. Естественно, что погрешность будет при этом возрастать, но это в большинстве случаев приемлемо, так как получаемые на высоких частотах действительные значения отношений напряжений в высокочастотных трансформаторах менее точны, чем при звуковых частотах.

5-4. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЛЕЧЕВОГО ОТНОШЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ОБРАЗЦОВОГО ИНДУКТИВНОГО ДЕЛИТЕЛЯ С ТЕСНОЙ СВЯЗЬЮ

Метод аттестации плечевых элементов по образцовым индуктивным делителям напряжения с тесной связью весьма удобен для практической реализации. Это объясняется тем, что стабильность индуктивных плечевых элементов с тесной связью много выше стабильности конденсаторов и сопротивлений, а также тем, что элементы с тесной связью устойчивы к влиянию паразитных параметров. Все это вместе повышает точность аттестации, облегчает и ускоряет проведение измерительного эксперимента. Необходимо также добавить, что образцовые индуктивные делители имеют исключительно низкие температурные коэффициенты [Л. 186].

Для аттестации плечевых элементов с тесной индуктивной связью можно применить методы, разработанные для проверки измерительных трансформаторов напряжения и трансформаторов тока. Первым соответствуют плечевые трансформаторы напряжения, вторым — плечевые компараторы токов.

В качестве образцовых делителей напряжения лучше всего использовать **однодекадные** индуктивные делители

тели, выполненные в виде трансформаторов с обмоткой из мультифилярной системы проводов (см. гл. 3).

Как показано в [Л. 245], для однодекадных делителей напряжения, состоящих из однородных секций, на основании экспериментальных данных можно теоретически рассчитать относительные значения синфазных и квадратурных поправок.

Для того чтобы подобный делитель напряжения можно было аттестовать в качестве образцового делителя, необходимо установить степень однородности параметров отдельных его секций и найти абсолютные значения синфазных и квадратурных поправок. Для проверки однородности секций можно воспользоваться методом многократных перестановок секций в делителе по схеме, изображенной на рис. 5-6.

Для определения разбросов по синфазной составляющей служит вспомогательный многодекадный дели-

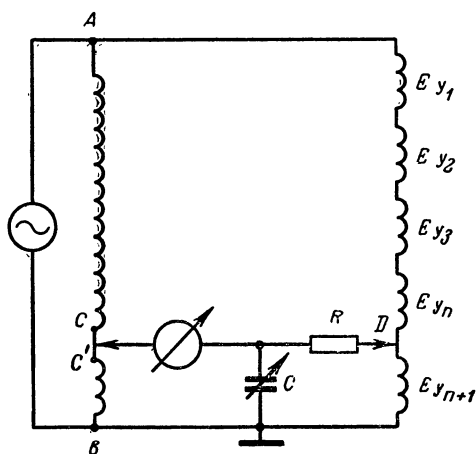


Рис. 5-6.

тель, описанный в [Л. 195, 247]. При отсутствии подобного делителя можно воспользоваться однодекадным делителем напряжения с числом секций, равным $n+1$, при n секциях в исследуемом делителе. В разрыве между точками C и C' включается низкоомный реохорд, по положению движка которого можно судить об идентичности секций в исследуемом делителе.

Для определения разброса квадратурных составляющих служит цепь RC . Плавное изменение емкости C , можно уравновесить цепь по квадратурной составляющей и по значениям R и C найти непостоянство ее от секции к секции.

Теоретически наилучшие результаты можно получить при уравнивании цепи с каждой секцией, включенной между точками D и B при перестановке всех секций в плече AD . В этом случае необходимо выполнить $s = \frac{n(n+1)}{2}$ уравниваний, которые не отнимают много времени, ибо цепь находится в почти уравновешенном состоянии. Практически для выявления неоднородности секций у обмоток, выполненных из мультифилярного провода, достаточно произвести меньшее число уравниваний, определяемое только циклической заменой секций в плече DB , например E_{Y_n} на E_{Y_1} , E_{Y_1} на E_{Y_2} и т. д. без перестановки секций в плече AD .

Методика определения поправок изложена в [Л. 245]. Погрешность определения значений поправок по этой методике на частоте 1 кГц не превосходит $\pm 5 \cdot 10^{-8}$. Такие весьма малые погрешности достижимы при тщательной экранировке всех элементов индуктивных делителей, уменьшающей емкостные токи утечек между обмотками делителей напряжения и их корпусами. При точных измерениях необходимо обеспечить, чтобы эти утечки были всегда постоянными или чтобы они шунтировали источник питания цепи. Указанную методику определения абсолютных значений поправок отношений напряжений можно применять при любых частотах и напряжениях, входящих в рабочий диапазон делителей.

О точности аттестации образцовых делителей можно судить по их международному сличению. Оно показало, что действительные значения отношений напряжений, определенные в нескольких странах, совпадают в пределах погрешности $\pm 10^{-7}$.

5.5. ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПЛЕЧЕВЫХ ОТНОШЕНИЙ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДЕЛИТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Применяемые в настоящее время плечевые трансформаторы напряжения наиболее рационально калибровать по образцовым делителям напряжения, имеющим

относительно малые и известные погрешности, которые можно исключить введением поправок. При аттестации поверяемого плечевого трансформатора необходимо сохранять все те условия, при которых он применяется в реальных цепях. К таким условиям относятся приложенное к трансформатору напряжение, температура окружающей среды, сопротивление нагрузки и способ подключения трансформатора и его экрана к цепи. Плечевые трансформаторы напряжения могут быть четырехзажимными и трехзажимными. У четырехзажимного трансформатора напряжения питающий его источник напряжения присоединяется к двум входным зажимам, а нагрузка, в качестве которой может служить цепь моста, — к двум выходным зажимам, как показано на рис. 5-7,а, где делитель изображен в виде четырехполюсника. Часто зажимы 3 и 4 соединяются внутри экрана делителя шиной с малым полным сопротивлением, влияние которого учитывают только при очень точных измерениях. Когда это сопротивление не учитывается или когда конструктивно точки 3 и 4 совмещены, делитель является трехполюсником.

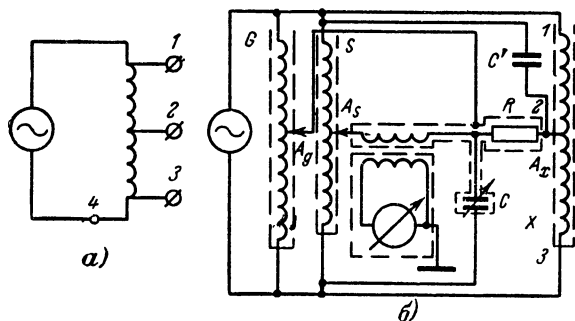


Рис. 5-7.

Нельзя допускать калибровку четырехзажимных делителей по схеме трехзажимных, ибо в этом случае результаты калибровки делителя будут заметно различаться.

Если при калибровке делителя напряжения в качестве образцового применяется многодекадный делитель, то собирается схема сравнения, представленная на рис. 5-7,б, где X — поверяемый индуктивный делитель, присоединенный к образцовому делителю соединитель-

ными линиями с предельно малым полным сопротивлением; S — образцовый делитель напряжения; G — вспомогательный делитель напряжения, с помощью которого на экране индикаторного и фазоизмеряющего устройства устанавливается потенциал, равный потенциалу средних точек делителей S и X .

При калибровке обычно аттестуются три старшие декады, определяющие основную погрешность делителя. Поэтому показание калибруемого делителя можно представить в виде двухчлена $D + d$, где D — показание аттестуемой декады, а d — показание остальных младших декад.

Действительное отношение делителя напряжения можно представить в виде трехчлена $D + d + \delta$, где δ — поправка к установленному значению D . Во всех практических случаях δ не зависит от значения d .

При настройке цепи моста имеем следующее равенство:

$$D_x + d_x + \delta_x = D_o + d_o + \delta_o,$$

где индексы « x » и « o » относятся соответственно к калибруемому и образцовому делителям напряжения.

Обычно при нахождении поправки δ_x значения старших декад делителей выставляются равными, т. е. $D_x = D_o$, и тогда

$$\delta_x = \delta_o + d_o - d_x.$$

Иногда показания младших декад калибруемого делителя также выставляются на нуль, так что $d_x = 0$. При этом

$$\delta_x = \delta_o + d_o.$$

В случае, когда $\delta_x < \delta_o$ и образцовый делитель не имеет отрицательных значений d_o , приходится использовать низшие декады аттестуемого делителя. При этом условия обычно устанавливают $d_o = 0$, и тогда абсолютное значение поправки к значению D_x аттестуемой декады равно:

$$\delta_x = \delta_o - d_x.$$

Значение поправки обычно представляют в виде относительной поправки к номинальному значению A_x .

Полную настройку цепи можно осуществить только при наличии фазовращающей цепочки для компенсации фазового угла между напряжениями на аттестуемом и

образцовом индуктивных делителях. Для этой цели в схеме на рис. 5-7,б предусмотрена RC -цепь, позволяющая устанавливать напряжение, находящееся в квадратуре с выходным напряжением одного из сравниваемых делителей.

Для правильной работы RC -цепи необходимо, чтобы реактивное сопротивление конденсатора C было значительно больше, чем сопротивление R . В этом случае ток, протекающий по сопротивлению R , будет создавать на нем падение напряжения, находящееся в квадратуре с выходным напряжением делителя S . При настройке цепи напряжение на входе индикатора будет равно нулю. Это состояние зафиксировано на векторной диаграмме, приведенной на рис. 5-8, где E — введенное квадратурное напряжение: $E = E_0 \omega RC$; γ_0 и γ_x — фазовые углы между напряжением, приложенным к делителям, и напряжениями на выходе образцового и поверяемого делителей; $\delta\gamma$ — разность фазовых углов этих напряжений.

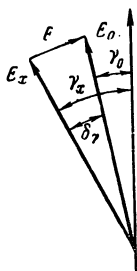


Рис. 5-8.

Из векторной диаграммы видно, что $\operatorname{tg} \delta\gamma = E/E_0 = \omega RC$. При малых углах $\delta\gamma = \omega RC$.

На векторной диаграмме фазовый угол у поверяемого делителя больше фазового угла у образцового. В этом случае разность $\delta\gamma$ положительна. Если $\gamma_0 > \gamma_x$, то $\delta\gamma$ отрицательна.

Если угол γ_0 известен, то фазовый угол у поверяемого делителя можно найти по формуле $\gamma_x = \gamma_0 + \delta\gamma$. Для настройки цепи при отрицательном $\delta\gamma$ необходимо изменить полярность подключения одной из обмоток индукторного трансформатора.

Для удобства отсчета параметры RC -цепи подбирают так, чтобы при определенной рабочей частоте ω получить значение $\delta\gamma$ в микроградусах, умноженных на постоянный коэффициент 10^n , где n — любое положительное и отрицательное целое число.

Например, при частоте 1 000 гц сопротивления могут иметь значения 1 592; 159,2 и 15,92 ом , что будет соответствовать коэффициентам 10; 1 и 0,1. Таким образом, имея конденсатор с диапазоном изменений емкости 100 пф , можно определять фазовые углы в широком диапазоне.

Найденное значение коэффициента деления A_x будет несколько отличаться от коэффициента деления A_{0x} , соответствующего ненагруженному делителю напряжения. Это расхождение обусловливается шунтированием выходного полного сопротивления делителя (определяемого индуктивностью рассеяния L_s и активным сопротивлением обмотки r) нагрузкой, представляющей собой RC -цепь. С учетом этого

$$A_{0x} = A_x \left(1 - \frac{\omega L_s}{X_c} + j \frac{r + R}{X_c} \right). \quad (5-10)$$

Поправки на нагрузочное сопротивление X_c можно найти также экспериментальным путем, определив ряд действительных коэффициентов деления и фазовых углов при разных значениях нагрузки X_c . После этого экстраполированием можно определить модуль и фазу коэффициента деления при нулевой нагрузке и значение выходного сопротивления делителя.

Снижения погрешности от шунтирующего действия RC -цепи можно добиться введением в схему конденсатора C' , величина емкости которого должна равняться $\frac{CA_{0x}}{1 - A_{0x}}$ [Л. 212].

В случае, когда имеется однодекадный образцовый делитель напряжения с постоянным коэффициентом отношения напряжений, для проверки мостовых трансформаторов напряжения необходимо предусмотреть в устройстве сравнения два компенсирующих напряжения — синфазное и квадратурное. Для этого можно использовать простую цепь сравнения, представленную на рис. 5-9, которая очень похожа на схему для проверки образцовых трансформаторов напряжения, приведенную в [Л. 151]. В этом случае поправка синфазной составляющей α у поверяемого трансформатора находится по показанию шкалы реохорда s_1 , а угловая погрешность β — по шкале реохорда s_2 . Необходимый сдвиг на 90° тока, протекающего по реохорду, достигается при помощи фазосдвигающей цепи, состоящей из конденсаторов C и C_1 и сопротивлений R_1 и R_2 .

В [Л. 247] описан очень точный метод аттестации делителей напряжения при помощи емкостного семи-декадного моста с погрешностью порядка $2 \cdot 10^{-7}$. При этом методе аттестуемый делитель напряжения включается в качестве дополнительного делителя в одно из плеч моста. Изменение плечевого отношения моста

[illegible]

образцовой мерой, по значениям которой судят об аттестуемом делителе напряжения.

На рис. 5-10 изображена схема вспомогательного моста с исследуемым делителем напряжения, подключенным к плечу AC . Вспомогательный делитель напряжения заменен двумя источниками э. д. с. со значениями E_1 и E_2 , имеющими внутренние сопротивления Z_1 и Z_2 .

157

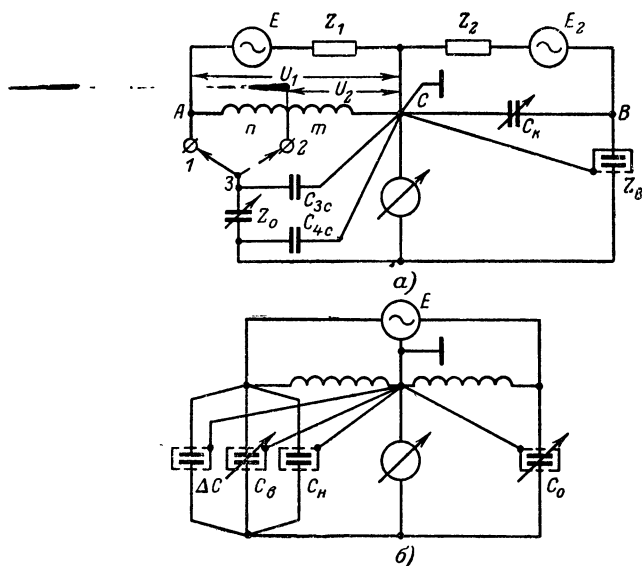


Рис. 5-10.

Если мост приведен в равновесие, когда образцовая мера Z_{01} подключена к точке 1, то выполняется следующее соотношение:

$$\frac{Z_{01}}{Z_B} = \frac{U_1}{E_2}. \quad (5-11)$$

Если мост привести в равновесие, когда Z_{02} подключено к точке 2, то получим новое условие равновесия:

$$\frac{Z_{02}}{Z_B} = \frac{U_2}{E_2}. \quad (5-12)$$

Разделив (5-12) на (5-11), получим действительное значение плечевого отношения:

$$A = \frac{Z_{02}}{Z_{01}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{C_{01}}{C_{02}}, \quad (5-13)$$

где C_{01} , C_{02} — емкости образцового конденсатора при первой и второй настройках.

В качестве образцового конденсатора, как уже указывалось, пригодны конденсаторы, у которых погрешность и разрешающая способность в любой точке шкалы

обеспечивают необходимую точность аттестации. Удобно использовать образцовый конденсатор с перекрестной емкостью. Такой конденсатор обладает строго линейной зависимостью емкости от перемещения экрана, а величина емкости не зависит от формы и размеров поперечного сечения электродов. В [Л. 53, 54] описана конструкция такого конденсатора, обладающая малой частотной зависимостью емкости.

Линейность шкалы указанного или любого другого конденсатора, а также его градуировку можно проверить по схеме, изображенной на рис. 5-10,б [Л. 45]. Здесь: C_0 — конденсатор, шкала которого градуируется или ее линейность проверяется; C_H и C_B — вспомогательные конденсаторы для приведения моста в состояние равновесия при емкости $C_{0, \text{мин}}$, соответствующей начальной точке шкалы C_0 . Суммарная емкость C_H и C_B должна быть несколько больше $C_{0, \text{макс}}$; ΔC — стабильный конденсатор малой емкости, имеющий емкость, в 10—15 раз меньшую диапазона изменений емкости C_x . Ввиду того что конденсаторы C_0 , C_H , C_B и ΔC трехэлектродные и имеют очень малые потери, регулировка цепи (рис. 5-10,а) по квадратурной составляющей облегчена и осуществляется изменением в небольших пределах емкости конденсатора C_K .

Проверка конденсатора C_0 производится в следующей последовательности. Он устанавливается на начальную точку шкалы α_1 , и мост балансируется при помощи конденсаторов C_H и C_B при подключенном ΔC . Затем конденсатор ΔC отключается и равновесие восстанавливается регулировкой аттестуемого конденсатора до значения C_{02} , соответствующего точке α_2 на шкале. Потом снова подключается конденсатор ΔC и равновесие цепи устанавливается с помощью C_B и т. д. до тех пор, пока не будет пройдена вся шкала конденсатора C_0 .

Таким образом, по ряду значений $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n$ шкалы конденсатора C_0 , емкость между которыми изменялась строго на ΔC , можно судить о степени линейности шкалы. При наличии достаточной линейности шкалы у конденсатора C_0 выражение (5-13) можно записать в виде:

$$A = \frac{U_2}{U_1} = \frac{C_{01}}{C_{02}} = \frac{\alpha_1}{\alpha_2}. \quad (5-14)$$

Номинальное плечевое отношение калибруемого делителя напряжения определяется отношением коли-

чество витков:

$$A_N = \frac{m}{m+n}. \quad (5-15)$$

Из сопоставления (5-14) и (5-15) можно получить значение синфазной поправки к номинальному плечевому отношению:

$$\alpha = \frac{n+m}{m} \frac{C_{01}}{C_{02}} - 1.$$

При калибровке плечевого отношения с помощью конденсатора возможна погрешность за счет шунтирования калибруемого делителя частичной емкостью C_{3c} . Для уменьшения этой погрешности целесообразно иметь C_{3c} возможно меньшим. При переключении конденсатора C_0 из точки 1 в точку 2 можно также подключить между 1 и C вспомогательный конденсатор C_{4c} , емкость которого равна C_{3c} , с тем чтобы не изменять нагрузку для источника э. д. с. E_1 .

5-6. ОСОБЕННОСТИ КАЛИБРОВКИ ПЛЕЧЕВЫХ КОМПАРАТОРОВ ТОКОВ

Погрешности отношения плеч компаратора токов зависят от межвитковых и межобмоточных емкостей, индуктивностей рассеяния обмоток и их активных сопротивлений. Общую погрешность ε отношения токов, возникающую при совокупном действии всех причин, можно представить в виде:

$$\varepsilon = \varepsilon_p + j\varepsilon_q = \frac{N_q I_q}{N_p I_p} - 1,$$

где ε_p и ε_q — синфазная и квадратурная составляющие погрешности; N_q , N_p — количества витков в первой и второй обмотках; I_q , I_p — токи в первой и второй обмотках.

Погрешность отношения токов у компараторов токов зависит от нагрузки, которую создают различные полные проводимости, шунтирующие одну или обе плечевые обмотки.

Величина погрешности у образцовых компараторов токов обычно устанавливается на звуковых частотах методом самокалибровки, которую можно осуществить только тогда, когда $N_p = N_q$. При других соотношениях чисел витков в обмотках погрешность плечевого отношения определяется методом последовательных сопоставлений. Поверку компаратора токов, установленного

в мостовой измерительной цепи, можно осуществить также методом сравнения с другим компаратором токов, имеющим тот же коэффициент плечевого отношения.

В мостовых цепях возможно также применение метода аттестации компараторов токов по делителям напряжения с известными поправками.

Необходимо отметить, что методика поверки компараторов токов в настоящее время не так совершенна и разнообразна, как методика поверки делителей напряжения. До сих пор методика поверки компараторов токов базировалась на методах, разработанных для поверки измерительных трансформаторов тока для сильно-точных цепей промышленной частоты.

Для абсолютной аттестации отношения 1:1 у компаратора токов используется схема, изображенная на рис. 5-11. Ток от источника проходит по двум обмоткам компаратора токов: N_1 и N_2 . Между первой и второй обмотками включаются два очень малых вспомогательных сопротивления $r=0,01$ ом, которые позволяют про-

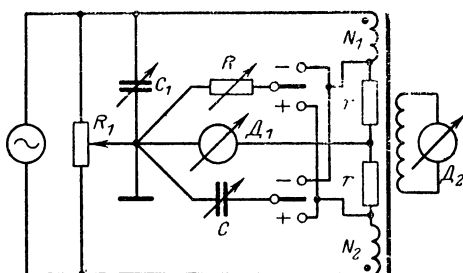


Рис. 5-11.

изводить уравнивание цепи при аттестации компаратора.

Потенциометр R_1 и конденсатор C_1 предназначены для установления нулевого потенциала в точке соединения сопротивлений r по отсутствию показаний у индикатора D_1 . Уравнивание цепи осуществляется регулировкой сопротивления R и емкости C до момента отсутствия тока в цепи индикатора D_2 . В этом случае значение синфазной погрешности у компаратора будет определяться по отношению r/R , а квадратурной — по произведению ωrC .

Непосредственная аттестация компараторов токов с плечевым отношением, превышающим 1:1, представ-

ляет собой длительный и весьма сложный процесс [Л. 206, 207]. Метод оценки величины погрешности компаратора токов по распределению емкостей и потенциалов вдоль обмоток компаратора рассмотрен в [Л. 206].

В заключение необходимо отметить, что существующие компараторы токов звуковой частоты являются весьма точными приборами, у которых для плечевого отношения 1:1 погрешность составляет порядка $(2 \div 3) \times 10^{-8}$, для отношения 10:1 — около $5 \cdot 10^{-8}$ и для отношения 100:1 составляет $(1 \div 2) \cdot 10^{-6}$.

5-7. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ И ИНДУКТИВНОСТИ РАССЕЯНИЯ ПЛЕЧЕВЫХ ОБМОТОК

Значения сопротивления обмотки и ее индуктивности рассеяния на рабочей частоте наиболее просто можно определить экспериментальным путем. Для этого из об-

моток плечевого узла образуют два плеча вспомогательного четырехплечевого моста, остальные плечи можно составить из многодекадного делителя (см. § 4-2—4-5) или емкостей и сопротивлений.

На рис. 5-12 изображены оба варианта выполнения вспомогательного моста. Индуктивный делитель (рис. 5-12,а) и плечи из сопротивлений и емкостей (рис. 5-12,б) не должны являться значительной нагрузкой для исследуемого плечевого элемента, в качестве которого в данном случае взят трехобмоточный транс-

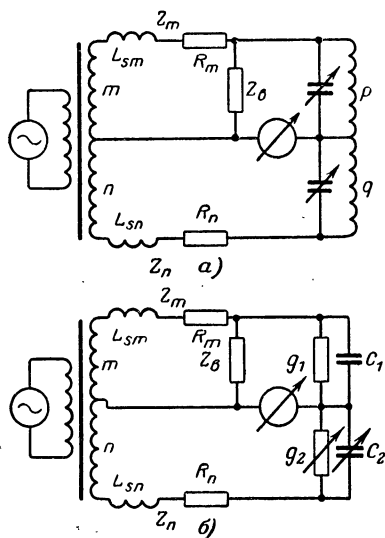


Рис. 5-12.

форматор. Измерения проводятся в следующей последовательности. Вначале вспомогательный мост настраивается при помощи изменения отношения напряжений у вспомогательного делителя до значений q_1 и p_1 . При

этом для получения полного равновесия цепи, возможно, потребуется включить параллельно плечу q или p конденсатор с переменной емкостью в несколько десятков пикофард. Этот конденсатор изображен на схеме пунктирными линиями. Параллельно плечу, остаточные параметры которого измеряются (например, m), присоединяется вспомогательное сопротивление Z_B . После этого вновь мост настраивают при значениях q_2 и p_2 . На основании результатов, полученных при двух настройках, значение Z_m можно получить из формулы

$$Z_m = Z_B \left(\frac{q_2 p_1}{p_2 q_1} - 1 \right).$$

Ввиду того что Z_m имеет составляющие R_m и ωL_{sm} , для их определения необходимо воспользоваться двумя вспомогательными сопротивлениями R_B и $1/\omega C_B$ и провести четыре настройки моста. Первые две настройки проводим, скажем, с R_B , в результате чего получим:

$$R_m = R_B \left(\frac{q_2 p_1}{q_1 p_2} - 1 \right);$$

после третьей и четвертой настроек при шунтировании плеча емкостью C_B получим:

$$L_{sm} = \frac{1}{\omega^2 C_B} \left(\frac{q_4 p_3}{q_3 p_4} - 1 \right).$$

В том случае, если собран мост по схеме на рис. 5-12,б, настройку цепи производим изменением емкости C_2 и проводимости g_2 . Значения R_m и L_{sm} в этом случае определяются через g'_2 , g''_2 и C'_2 , C''_2 , а также C_B и R_B по следующим формулам:

$$R_m = R_B \left(\frac{g'_2}{g''_2} - 1 \right);$$

$$L_{sm} = \frac{1}{\omega^2 C_B} \left(\frac{C''_B}{C'_2} - 1 \right).$$

При очень точных исследованиях можно провести несколько серий измерений и получить ряд значений R'_m , R''_m , R'''_m и L'_{sm} , L''_{sm} , L'''_{sm} при различных нагрузках исследуемого узла и изменениях значений сопротивлений и емкостей в плечах q и p . Графическим методом

путем экстраполяции можно найти наиболее точные значения R_{m0} и L_{sm0} , соответствующие нулевой нагрузке.

Аналогичным путем можно определить R_n и L_{sn} .

Рассмотренный метод можно также применить и для определения параметров двухобмоточных плечевых элементов.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ С УРАВНОВЕШИВАНИЕМ ПУТЕМ КОММУТАЦИИ ВИТКОВ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ПЛЕЧ

Ознакомившись с основными свойствами трансформаторных мостов и способами реализации и исследования их плечевых элементов, перейдем к рассмотрению некоторых характерных примеров построения реальных схем мостов. Структура трансформаторного моста в значительной степени зависит от выбранного принципа и элементов уравнивания цепи. Поэтому указанное рассмотрение проведем для двух основных групп: трансформаторных измерительных мостов, дискретно уравниваемых путем коммутации витков индуктивно связанных плеч (см. настоящую главу), и мостов, уравнивание которых (дискретное или аналоговое) производится исключительно при помощи резистивно-емкостных мер переменного значения, в то время как индуктивно связанные плечи обеспечивают заданные пределы измерений (см. гл. 7).

Как следует из изложенного выше, уравнивание трансформаторного моста путем коммутации витков индуктивно связанных плеч с обеспечением отдельного отсчета измеряемых параметров основывается на использовании многоплечих измерительных цепей (см. § 1-5) и сложных плечевых элементов с тесной индуктивной связью (см. гл. 4). При этом, как и в других мостах с дискретным уравниванием, в трансформаторных измерительных мостах с уравниванием путем коммутации витков индуктивно связанных плеч требуемые секции в плечах моста набираются из элементов декад или тетрад, каждая из которых соответствует десятичному разряду отсчета (как и обычно,

тетрадный принцип используется для сокращения количества коммутирующих элементов и коммутируемых секций плеча). Однако в отличие от декад или тетрад, составленных из резистивных, емкостных или других пассивных элементов, индуктивно связанные декады (тетрады) существенно облегчают применение контактных и бесконтактных коммутирующих элементов (ключей), обуславливающих большие паразитные проводимости, чем значительно упрощается задача создания приборов не только с ручным, но и с автоматическим уравниванием измерительной цепи. С рассмотрения схем тетрад с тесной индуктивной связью, в достаточной мере характеризующих улучшенные защитные качества любых других коммутируемых индуктивно связанных плечевых элементов (декадных, многодекадных и многотетрадных), мы и начнем изложение специфики мостов, уравниваемых путем коммутации витков трансформаторных плеч.

6-1. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫХ ТЕТРАД МОСТОВ С ДИСКРЕТНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

Особенности индуктивно связанных тетрад лучше всего видны при сопоставлении их с обычными тетрадами плеч моста, состоящими из последовательно или параллельно включаемых дискретных пассивных мер.

На рис. 6-1 представлена схема тетрады плеча моста с последовательным соединением секций $R_1—R_4$, служащих для набора активного сопротивления регулируемого плеча по двоично-десятичному коду. Условно кон-

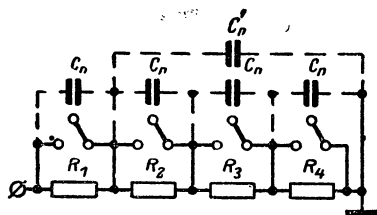


Рис. 6-1.

такты изображены в виде релейных, хотя в общем случае здесь могут использоваться любые коммутирующие элементы. Предполагается, что паразитные связи на землю и между контактами имеют емкостный характер. На рисунке показаны межконтактные паразитные емкости C_n и одна из емкостных связей на землю C'_n . Как видно из рисунка, паразитные емкостные связи шунтируют

каждую секцию $R_1—R_4$ в отдельности и некоторые секции, включенные последовательно. Осуществить удовлетворительную защиту такой тетрады весьма трудно.

На рис. 6-2 представлена схема тетрады плеча моста с последовательным соединением секций индуктивно связанного плеча с количествами витков n_1, n_2, n_3 и n_4 . В отличие от предыдущей тетрады для коммутации здесь должны быть использованы коммутирующие элементы

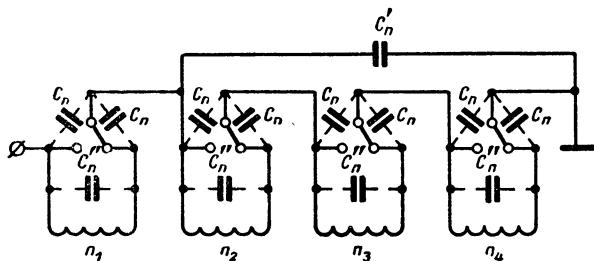


Рис. 6-2.

на переключение. Кроме межконтактных паразитных емкостей C_n и емкостей коммутирующих элементов на землю C'_n , здесь имеются также межвитковые паразитные емкости C''_n (паразитные емкости между витками различных секций для упрощения на рисунке не показаны). Из рассмотрения рис. 6-2 следует, что паразитные емкости коммутирующих элементов включаются параллельно межвитковым паразитным емкостям, шунтирующим секции индуктивно связанного плеча моста. Как показано в [Л. 43] (см. также гл. 2), в мостах с тесной индуктивной связью погрешность от влияния проводимостей, шунтирующих плечи, в сотни и тысячи раз меньше, чем в обычных мостах.

В некоторых случаях для обеспечения прямого отсчета тетраду сопротивлений заменяют тетрадой проводимостей. При этом защита моста от паразитных связей ключей тетрады на землю значительно упрощается. И тем не менее, как видно из рис. 6-3,а, где представлена схема тетрады, состоящей из резисторов, имеющих проводимости g_1, g_2, g_3 и g_4 , разомкнутые ключи будут иметь не нулевую проводимость, как это требовалось бы, а проводимость, обусловленную паразитной емкостью C_n .

На рис. 6-3,б представлена схема тетрады проводимостей, которая в отличие от предыдущей включается в мост через обмотку n компаратора токов. Для коммутации резисторов с проводимостями $g_1—g_4$ здесь используются перекидные ключи, подсоединяющие резисторы

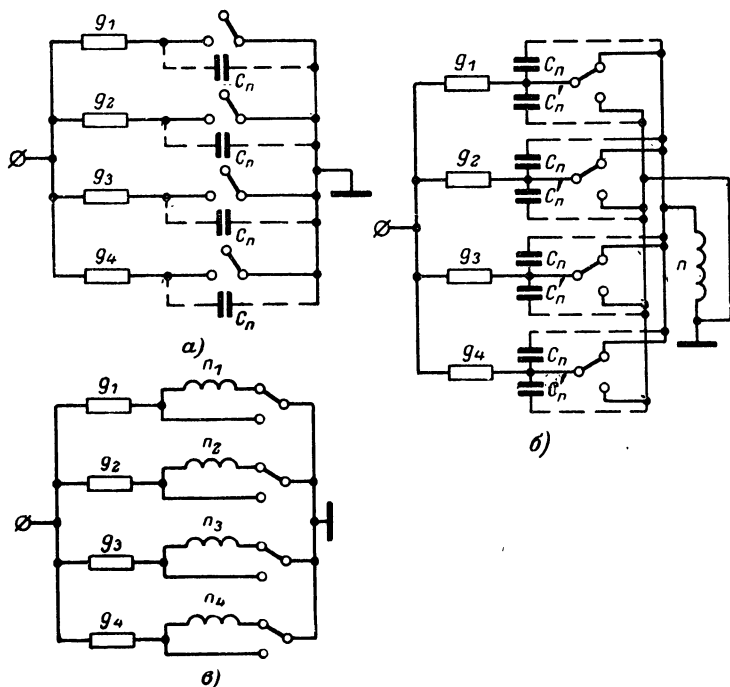


Рис. 6-3.

сторы к обмотке n или земле. Нетрудно видеть, что в этой тетраде паразитные емкости ключей C_n и C'_n практически не будут оказывать влияния на результат измерения. Действительно, при включении резистора на обмотку n паразитная емкость C_n будет замкнута накоротко, а C'_n будет включаться параллельно обмотке n . Так как при равновесии падение напряжения на обмотке n практически равно нулю, то влияние емкости C_n на результат измерения будет пренебрежимо малым. При подключении резистора на землю и отключении его от обмотки n емкость C'_n окажется замкнута, а C_n будет включаться параллельно обмотке n и, как

и в предыдущем случае, на результат измерения практически не будет оказывать влияния.

На рис. 6-3,в показан другой вариант тетрады с тесной индуктивной связью для набора проводимостей. Предполагается, что обмотки n_1 — n_4 наносятся на компаратор токов или вообще используются в цепи сравнения токов. Паразитные емкости с целью упрощения не показаны. Положительной особенностью такой тетрады является большая гибкость в выборе величин проводимостей g_1 — g_4 . Они могут выбираться в соответствии с весовыми коэффициентами принятого кода, как и в предыдущем случае, однако могут быть и равными, а количества витков n_1 — n_4 будут выбираться в соответствии с коэффициентами кода. Возможен и ряд промежуточных случаев. Однако наибольшим преимуществом такой тетрады является то, что все перекидные ключи имеют общую заземленную точку, что значительно облегчает применение полупроводниковых коммутирующих элементов. Очевидно, что влияние паразитных емкостей здесь также пренебрежимо мало.

При построении мостов с дискретным уравниванием можно также применять комбинированное последовательно-параллельное включение рассмотренных тетрад с тесной индуктивной связью. Например, отдельные ветви многоплечего моста, соединяемые параллельно, могут состоять из тетрад с последовательным

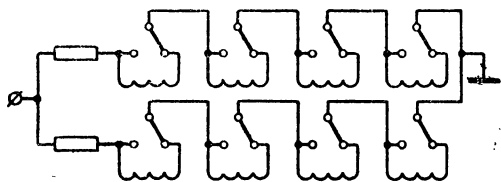


Рис. 6-4.

соединением обмоток. Две ветви такой схемы показаны на рис. 6-4.

При рассмотрении индуктивных тетрад мы предполагали, что их витки включаются в компаратор токов. С равным основанием можно, однако, включить витки тетрад и в трансформатор напряжения. При этом влияние паразитных проводимостей также может быть пренебрежимо малым.

6-2. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ ТРАНСФОРМАТОРНЫХ МОСТОВ, УРАВНОВЕШИВАЕМЫХ ПУТЕМ КОММУТАЦИИ ВИТКОВ

Как уже отмечалось в § 1-5, в мостах с индуктивно связанными плечами при уравнивании изменением только чисел витков нетрудно обеспечить раздельный отсчет составляющих комплексной проводимости или комплексного сопротивления. В принципе получить раз-

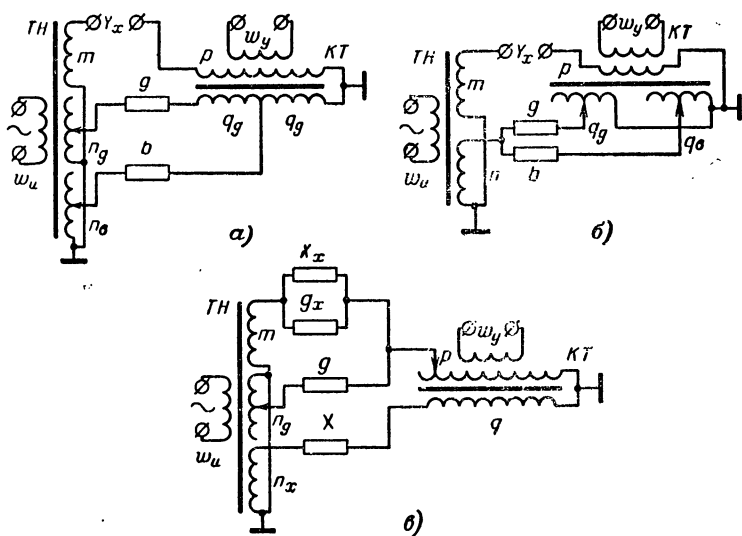


Рис. 6-5.

дельный отсчет реактивной и активной проводимостей можно в одной из цепей, схемы которых представлены на рис. 6-5, а и б. Питание цепей осуществляется через обмотку w_u трансформатора TH . Незвестная проводимость Y_x подключается к обмоткам с числами витков m и p ; в качестве образцовых используются элементы с активной g и реактивной b проводимостями. К указателю равновесия подключается обмотка w_y с выходным напряжением моста (или током). В цепи, представленной на рис. 6-5, а, уравнивание по активной и реактивной составляющим производится путем изменения количеств витков n_g и n_b обмоток, которые выполнены в виде последовательных индуктивных тетрад (см.

рис. 6-2). Обмотки, навитые на компаратор токов KT , имеют постоянные количества витков p , q_g и q_b и их коммутация может использоваться только для переключения пределов. В цепи, представленной на рис. 6-5,6, уравнивание по активной и реактивной составляющим производится путем изменения количеств витков q_g и q_b обмоток, которые также выполнены в виде последовательных индуктивных тетрад. Кроме рассмотренных, возможны также и такие варианты цепей, в которых одна из уравнивающих обмоток расположена на сердечнике компаратора токов, а другая — на сердечнике трансформатора напряжения или наоборот.

На рис. 6-5,в представлена схема моста, предназначенного для измерения реактивного сопротивления X_x и активной проводимости g_x . Уравнивание измерительной цепи моста по реактивному сопротивлению производится изменением количества витков p обмотки, навитой на компаратор токов KT , а по активной проводимости — изменением количества витков n_g обмотки, навитой на трансформатор $TН$.

В большинстве случаев необходимо измерить не вообще реактивную составляющую сопротивления или проводимости, а индуктивность или емкость элемента электрической цепи. Если иметь это в виду, то рассмотренные цепи окажутся пригодными для измерения емкости или индуктивности и проводимости потерь. Однако наиболее удобной характеристикой качества конденсаторов является не проводимость, а тангенс угла потерь. Вычисление тангенса угла потерь по известным величинам проводимости потерь, емкости конденсатора и частоте напряжения питания является нежелательной дополнительной операцией. Поэтому в мостах переменного тока, предназначенных для измерения параметров конденсаторов, обычно требуется отдельный отсчет величин емкости и тангенса угла потерь. Аналогично в мостах, предназначенных для измерения параметров катушек индуктивности, обычно требуется отдельный отсчет индуктивности и добротности. Рассмотрим некоторые варианты мостов с индуктивно связанными плечами, в которых возможно получение отдельного отчета емкости и тангенса угла потерь конденсаторов (или индуктивности и добротности катушек индуктивности) при уравнивании по обоим параметрам изменением только чисел витков индуктивных плеч.

Один из мостов [Л. 37] для измерения емкости и тангенса угла **потерь** конденсаторов изображен на рис. 6-6,а. Контролируемый конденсатор имеет эквивалентные параметры C_1 и R_1 . Основные соединения не требуют пояснений. Обмотки L_1 и L_2 компаратора токов KT включены таким образом, что их магнитные потоки вычитаются. C_2 — образцовый конденсатор. Для уравнивания моста по $\operatorname{tg} \delta$ имеется ветвь, состоящая из образцового сопротивления R_2 и обмотки L_5 , которая является первичной обмоткой вспомогательного трансформатора тока BTT . Вторичная обмотка L_4 этого трансформатора соединена с обмоткой L_3 компаратора токов KT . Ток, протекающий по катушке L_3 , создает магнитный поток, который складывается с магнитным потоком катушки L_2 . Обозначим токи в обмотках L_1 , L_2 и L_3 соответственно через i_1 , i_2 и i_3 . Для равновесия моста в идеальном случае, когда коэффициент связи между обмотками равен единице, а активные сопротивления обмоток равны нулю, необходимо, чтобы алгебраическая сумма ампер-витков катушек L_1 , L_2 и L_3 равнялась нулю, т. е.

$$i_1 p - (i_2 q_C + i_3 q_R) = 0. \quad (6-1)$$

При равновесии моста напряжения на всех обмотках трансформаторов BTT и KT равны нулю (падением напряжения на активных сопротивлениях обмоток пренебрегаем), поэтому можно записать:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{\dot{U}_n m}{\omega_i} \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right); \\ i_2 &= \frac{\dot{U}_n n}{\omega_i} j\omega C_2; \\ i_3 &= \frac{\dot{U}_n n q''_R}{\omega_i q'_R} \left(\frac{1}{R_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (6-2)$$

Подставив равенства (6-2) в (6-1), после несложных преобразований получим условия равновесия в виде уравнений

$$mpC_1 = nq_C C_2 \quad \text{и} \quad \frac{mp}{R_1} = \frac{nq_R q''_R}{q'_R R_2},$$

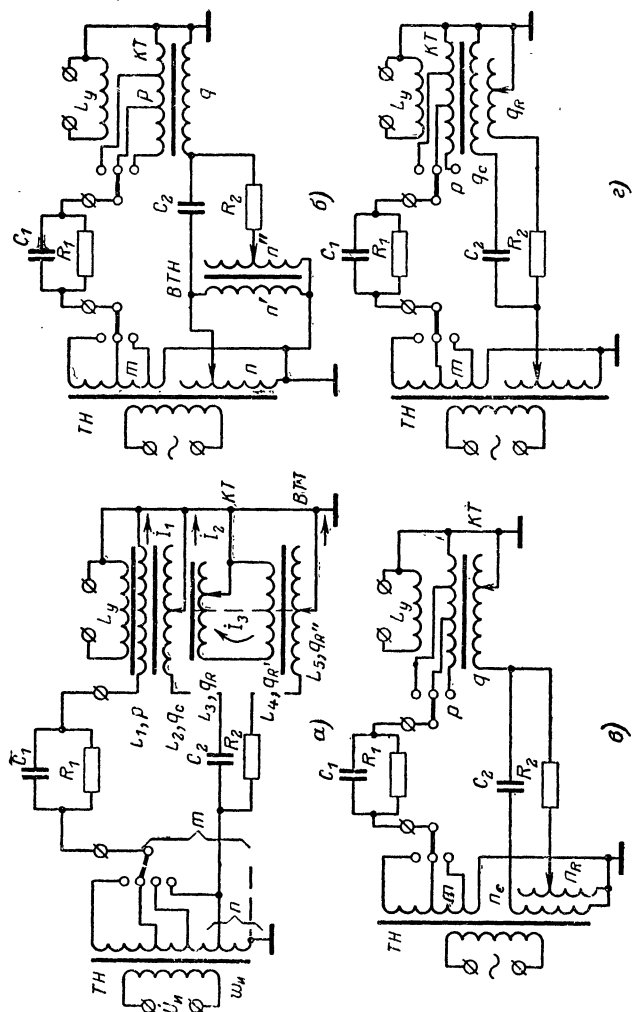


Рис. 6-6.

откуда

$$C_1 = \frac{nq_C}{mp} C_2; \quad R_1 = \frac{mpq'_R}{nq_Rq''_R} R_2;$$

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{1}{\omega C_1 R_1} = \frac{q_R q''_R}{q'_R q_C} \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2} \right).$$

Таким образом, в рассматриваемой измерительной цепи возможно будет получение раздельного отсчета величин C_1 и $\operatorname{tg} \delta_1$, если уравнивание по емкости производить изменением количества витков q_C катушки L_2 , а уравнивание по $\operatorname{tg} \delta$ — изменением количества витков q_R катушки L_3 . При уравнивании моста по емкости одновременно с изменением q_C необходимо изменять количество витков q''_R обмотки L_5 так, чтобы $q''_R/q_C = \text{const}$, т. е. необходима спаренная регулировка чисел витков. Для переключения пределов измерений емкости можно изменять количества витков m и p . В цепи легко осуществляется переключение пределов измерений по тангенсу угла потерь; для этого необходимо изменять количество витков q'_R обмотки L_4 трансформатора тока. Обмотки, предназначенные для уравнивания моста по C и $\operatorname{tg} \delta$, могут быть выполнены из последовательно соединенных тетрад, каждая из которых аналогична изображенной на рис. 6-2, б.

На рис. 6-6, б изображена другая цепь цифрового моста для измерения C и $\operatorname{tg} \delta$. В этой цепи вместо вспомогательного трансформатора тока используется вспомогательный трансформатор напряжения BTH . Мост построен таким образом, что не требуется спаренной регулировки чисел витков. Ветвь моста с контролируемым конденсатором аналогична соответствующей ветви предыдущей цепи. Уравнение равновесия цепи при идеальных условиях имеет вид:

$$mp \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) - nq \left(\frac{n''}{n'} \frac{1}{R_2} + j\omega C_2 \right) = 0.$$

Отсюда найдем следующие условия равновесия:

$$C_1 = \frac{nq}{mp} C_2; \quad (6-3)$$

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{n''}{n'} \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2} \right). \quad (6-4)$$

Как видно из (6-3) и (6-4), в рассматриваемой цепи можно также получить раздельный отсчет емкости и тангенса угла потерь, если уравнивание по емкости производится изменением количества витков n , а уравнивание по тангенсу угла потерь — изменением n'' . Для переключения пределов измерений емкости можно изменять количества витков m и p . Изменение количества витков n' можно использовать для переключения пределов измерений по $\operatorname{tg} \delta$. Преимуществом рассматриваемой цепи по сравнению с цепью, показанной на рис. 6-6,а, является отсутствие спаренной регулировки чисел витков при уравнивании по емкости. Вторым достоинством данной измерительной цепи является то, что уравнивание по обоим параметрам в ней производится изменением количества витков только в цепи трансформаторов напряжения. При таком уравнивании значительно ослабляются помехи, возникающие при коммутации витков индуктивных плеч.

Анализируя условия равновесия (6-3) и (6-4) цепи, можно заметить, что раздельный отсчет величин C_1 и $\operatorname{tg} \delta_1$ получается и тогда, когда для уравнивания по емкости изменяют количество витков q вместо n . Аналогично в измерительной цепи, показанной на рис. 6-6,а, для уравнивания по емкости можно изменять n вместо q_C . Такое формально небольшое изменение приводит к двум качественно иным трансформаторным измерительным цепям (рис. 6-6,в и г), в которых при сохранении раздельного отсчета по емкости и тангенсу угла потерь и уравнивании изменением только чисел витков отпадает надобность во вспомогательном трансформаторе. Условия равновесия первой из этих цепей (рис. 6-6,в), предложенной в [Л. 161], имеют вид:

$$C_1 = \frac{n_C q}{m p} C_2; \quad (6-5)$$

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{n_R}{n_C} \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2} \right). \quad (6-6)$$

Следовательно, регулируемые параметры однозначно определяются в данной цепи условием получения раздельного отсчета измеряемых величин: для уравнивания по $\operatorname{tg} \delta$ необходимо изменять n_R , а для уравнивания по емкости — q . Вторая измерительная цепь (рис. 6-6,г) подобна предыдущей и может быть полу-

чена из нее путем замены мест подключения генератора и детектора равновесия. Условия равновесия этой цепи подобны (6-5) и (6-6) и имеют вид:

$$C_1 = \frac{nq_C}{mp_C} C_2;$$

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{q_R}{q_C} \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2} \right).$$

При разработке мостов, предназначенных для измерения параметров катушек индуктивности, необходимо учитывать, что катушки с ферромагнитными сердечниками являются нелинейными элементами. Поэтому измерение параметров этих катушек желательно производить при постоянной амплитуде напряжения на их зажимах. Это условие накладывает ограничения на выбор регулируемых плеч мостовой цепи: изменение количества витков в ветви, содержащей контролируемую катушку, возможно только в цепи компаратора токов.

На рис. 6-7,а представлена одна из возможных мостовых цепей, предназначенных для измерения индуктивности и добротности, подобная описанной выше (см. рис. 6-6,а). Вместо контролируемого и образцового конденсаторов включены соответствующие катушки индуктивности L_x и L_0 . В качестве регулируемых выбраны другие плечи мостовой цепи. Условия равновесия имеют вид:

$$L_x = \frac{mp}{nq_L} L_0; \quad R_x = \frac{mpq'_R}{nq_R q''_R} R_0;$$

при этом

$$Q_x = \frac{R_x}{\omega L_x} = \frac{q_L q'_R}{q_R q''_R} \left(\frac{R_0}{\omega L_0} \right).$$

Очевидно, что для получения отдельного отсчета величин L_x и Q_x уравнивание моста необходимо производить изменением количества витков p и q'_R . Переключение пределов измерений индуктивности можно производить изменением количества витков n . Изменение напряжения на образцовой катушке индуктивности L_0 допустимо, так как она не имеет ферромагнитного сердечника. Сопротивление потерь образцовой катушки индуктивности может быть легко компенсировано [Л. 189].

Для этого может быть использована дополнительная ветвь, состоящая из сопротивления R_K и вспомогательной обмотки L_K компаратора токов (на рис. 6-7,а показана штрихами). Включение обмотки L_K таково, что создаваемый ею магнитный поток вычитается из потока катушки L_2 .

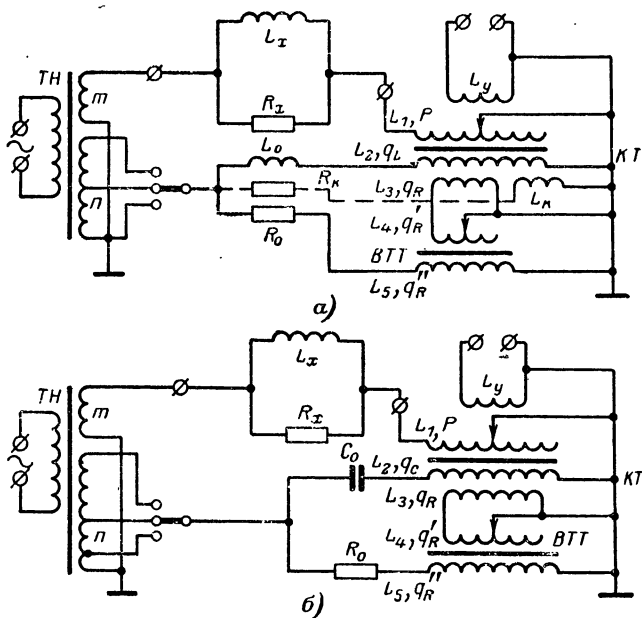


Рис. 6-7.

На рис. 6-7,б представлен мост для измерения индуктивности и добротности катушек, в котором в качестве образцовых элементов используются конденсатор C_0 и резистор R_0 . В остальном измерительная цепь почти полностью совпадает с предыдущей. Исключение составляет лишь направление включения обмоток компаратора токов KT : магнитные потоки обмоток L_1 и L_2 суммируются и вычитаются из магнитного потока катушки L_3 . Условия равновесия цепи следующие:

$$L_x = \frac{mp}{nq_c} \left(\frac{1}{\omega^2 C_0} \right); \quad Q_x = \frac{q_c q'_R}{q_R q''_R} \omega C_0 R_0.$$

6-3. УРАВНОВЕШЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ИНДУКТИВНЫХ ТЕТРАД (ДЕКАД)

Во всех рассмотренных выше мостовых измерительных цепях обмотки, предназначенные для уравнивания моста по двум составляющим, необходимо выполнять из нескольких соединенных последовательно индуктивных тетрад, количества витков в которых различаются в 10 раз. В высокоточных мостах, которые для уменьшения погрешности дискретности должны иметь много декад, общее количество витков регулируемых обмоток получается большим. Каждая такая обмотка имеет значительное активное сопротивление и большую собственную емкость, что неизбежно приводит к возникновению существенных погрешностей измерений. Кроме того, при большом числе тетрад трудно обеспечить тесную индуктивную связь между обмотками. Для уменьшения указанных погрешностей необходимо построить мостовую цепь таким образом, чтобы индуктивные тетрады в ней были одинаковыми и включались параллельно. В такой измерительной цепи увеличение числа тетрад почти не будет приводить к увеличению погрешности самой мостовой цепи, так как между обмотками с одинаковым числом витков сравнительно легко осуществить тесную индуктивную связь. Кроме того, общее число витков такой регулируемой обмотки будет небольшим и она будет иметь малое активное сопротивление и собственную емкость. Такое параллельное соединение тетрад легко осуществить в мостах для измерения параметров конденсаторов.

На рис. 6-8 представлена измерительная цепь с параллельным соединением тетрад. Образцовые конденсаторы C_2 , C_3 , C_4 и сопротивления R_2 , R_3 , R_4 соединены соответственно с обмотками L_2 , L_3 , L_4 компаратора токов KT , магнитные потоки которых суммируются и вычитаются из магнитного потока обмотки L_1 . Первая ветвь измерительной цепи подключается к m виткам обмотки L_C . Образцовые конденсаторы C_2 , C_3 и C_4 подключаются соответственно к m_2 , m_3 и m_4 виткам обмотки L_C . Образцовые сопротивления R_2 , R_3 , R_4 соединяются и подключаются к m_R виткам обмотки L_R .

Покажем, что в рассматриваемой цепи действительно возможно получение раздельного отсчета величин C_1 и $\operatorname{tg} \delta_1$. Произведем расчет измерительной цепи в общем

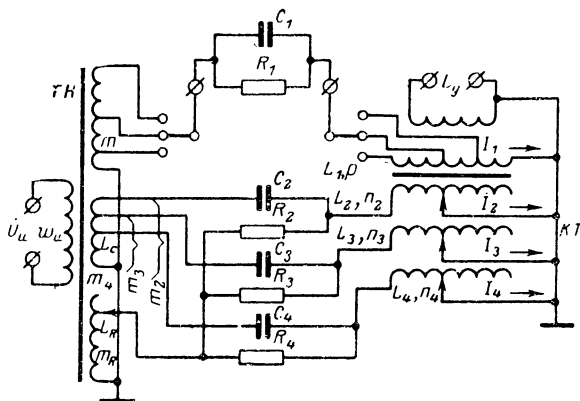


Рис. 6-8.

случае для s параллельных ветвей, т. е. для моста с $s-1$ -декадным отсчетом по емкости. Обозначим токи в обмотках L_1, L_2, \dots, L_s через I_1, I_2, \dots, I_s соответственно. Для равновесия мостовой цепи в идеальном случае необходимо, чтобы выполнялось равенство:

$$I_1 p - \sum_{k=2}^s I_k n_k = 0. \quad (6-7)$$

Ток в обмотке L_1 компаратора KT равен:

$$I_1 = \frac{\dot{U}_n m}{w_n} \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right).$$

Для токов в остальных $s-1$ обмотках компаратора токов можно записать в общем виде:

$$I_k = \frac{\dot{U}_n}{w_n} \left(\frac{m_R}{R_k} + j\omega C_k m_k \right),$$

где k — любое целое число от 2 до s .

Подставив эти выражения для токов в (6-7), получим условие равновесия измерительной цепи в виде двух равенств:

$$R_1 = \frac{m p}{s} \sum_{k=2}^s \frac{n_k}{R_k}; \quad (6-8)$$

$$C_1 = \frac{1}{m p} \sum_{k=2}^s m_k n_k C_k. \quad (6-9)$$

Обозначим $C_k/C_2 = a_k$ и $m_k/m_2 = b_k$; при этом выражение (6-9) примет вид:

$$C_1 = \frac{m_2 C_2}{m_p} \left(n_2 + \sum_{k=3}^s a_k b_k n_k \right). \quad (6-10)$$

Для обеспечения раздельного отсчета емкости и тангенса угла потерь необходимо на соотношения между образцовыми сопротивлениями и величинами a и b наложить условие

$$\frac{R_2}{R_k} = a_k b_k. \quad (6-11)$$

С учетом (6-11) из (6-8) получим:

$$R_1 = \frac{m_p R_2}{m_R \left(n_2 + \sum_{k=3}^s a_k b_k n_k \right)}. \quad (6-12)$$

Подставив значения C_1 и R_1 согласно (6-10) и (6-12) выражение для $\operatorname{tg} \delta_1$, найдем:

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{1}{\omega C_1 R_1} = \frac{m_R}{m_2} \left(\frac{1}{\omega C_2 R_2} \right). \quad (6-13)$$

Таким образом, как следует из (6-10) и (6-13), в описываемой цепи можно получить раздельный отсчет величин C_1 и $\operatorname{tg} \delta_1$, если уравнивание по емкости производить изменением чисел витков n_2, n_3, \dots, n_s , а уравнивание по $\operatorname{tg} \delta_1$ — изменением количества витков m_R обмотки L_R . Выбор величин коэффициентов a и b зависит от используемой системы числения. Если обмотки L_2, L_3, \dots, L_s сделаны идентичными, то для получения десятичного отсчета измеряемых величин необходимо, чтобы $a_3 b_3 = 0,1$; $a_4 b_4 = 0,01$ и т. д. Это легко выполнить путем рационального выбора величин емкостей образцовых конденсаторов и чисел витков m_3, m_4, \dots, m_s . Например, можно выбрать $C_2 = 1000 \text{ пф}$; $C_3 = 100 \text{ пф}$; $C_4 = 10 \text{ пф}$, а соответствующие числа витков $m_2 = m_3 = m_4$, т. е. присоединить эти конденсаторы к m_2 виткам обмотки L_C . Остальные конденсаторы можно взять одинаковыми, например емкостью 10 пф , но зато соответствующие этим конденсаторам числа витков необходимо сделать различающимися в 10 раз. В цепи имеется свобода выбора основных величин, что очень важно при по-

строении цифровых мостов различного назначения. При использовании десятичной системы счисления величины образцовых сопротивлений R_k должны различаться в 10 раз. В общем случае величина каждого сопротивления R_k определяется выражением (6-11); сопротивление R_2 зависит от максимального значения измеряемого тангенса угла потерь и может быть определено из (6-13).

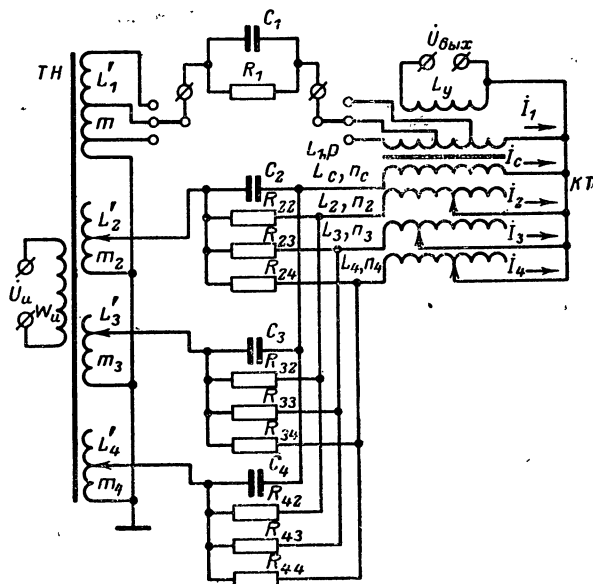


Рис. 6-9.

Несомненно, что рассмотренная измерительная цепь с параллельным соединением тетрад весьма удобна при построении цифровых автоматических мостов. Однако параллельное соединение тетрад в ней все же является неполным. Обмотка L_R , предназначенная для уравнивания моста по тангенсу угла потерь, по-прежнему состоит из последовательно соединенных тетрад. Правда, количество тетрад, необходимых для уравнивания моста по тангенсу угла потерь, обычно меньше количества соответствующих декад по емкости и требования к ним менее жестки (особенно при $\operatorname{tg} \delta_1 \ll 1$). Однако в ряде случаев необходима измерительная цепь с полным параллельным соединением всех уравнивающих

щих тетрад. Схема такой измерительной цепи представлена на рис. 6-9 [Л. 36]. Вместе с образцовыми конденсаторами к обмоткам L'_2, L'_3, L'_4 подключаются образцовые сопротивления $R_{22}, R_{23}, R_{24}, R_{32}, R_{33}, R_{34}, R_{42}, R_{43}, R_{44}$. Вторые выводы этих сопротивлений подключаются к обмоткам L_2, L_3, L_4 компаратора токов KT . Обмотки L_C, L_2, L_3, L_4 включены таким образом, что создаваемые ими магнитные потоки суммируются и вычитаются из магнитного потока катушки L_1 . Обмотки L'_1, L'_2, L'_3 и L'_4 трансформатора $TН$ намотаны в одну сторону, поэтому напряжения на обмотках синфазны.

Для доказательства возможности получения раздельного отсчета величин C_1 и $\operatorname{tg} \delta_1$ произведем расчет измерительной цепи в общем виде для моста с s —1-декадным отсчетом по емкости и g —1-декадным отсчетом по тангенсу угла потерь. Обозначим токи в обмотках $L_1, L_C, L_2, L_3, L_4, \dots, L_g$ через $I_1, I_C, I_2, I_3, I_4, \dots, I_g$ соответственно. Мостовая цепь уравновешена, если

$$I_1 p - \left(I_C n_C + \sum_{l=2}^g I_l n_l \right) = 0. \quad (6-14)$$

Токи в обмотках L_1 и L_C компаратора KT определяются следующими выражениями:

$$I_1 = \frac{\dot{U}_n}{w_n} m \left(\frac{1}{R_1} + j\omega C_1 \right) \text{ и } I_C = \frac{\dot{U}_n}{w_n} \sum_{k=2}^s j\omega C_k m_k.$$

Для токов в остальных обмотках компаратора токов можно записать в общем виде:

$$I_l = \frac{\dot{U}_n}{w_n} \sum_{k=2}^s \frac{m_k}{R_{kl}},$$

где l —любое целое число в пределах от 2 до g . Подставив значения токов в уравнение (6-14), после преобразования получим условие равновесия измерительной цепи в виде двух равенств:

$$C_1 = \frac{n_C}{mp} \sum_{k=2}^s m_k C_k; \quad (6-15)$$

$$R_1 = \frac{mp}{\sum_{l=2}^g \sum_{k=2}^s \frac{n_l m_k}{R_{kl}}}. \quad (6-16)$$

Положим $\frac{C_k}{C_2} = \frac{R_{22}}{R_{k2}} = a_k$ и $\frac{R_{k2}}{R_{k1}} = b_l$, где k и l — любые целые числа от 2 до s и g соответственно.

Тогда выражения (6-15) и (6-16) можно будет записать в виде:

$$C_1 = \frac{n_C C_2}{mp} \sum_{k=2}^s a_k m_k; \quad (6-17)$$

$$R_1 = \frac{mp R_{22}}{\sum_{l=2}^g b_l n_l \sum_{k=2}^s a_k m_k}. \quad (6-18)$$

Используя (6-17) и (6-18), можно получить следующее выражение для тангенса угла потерь контролируемого конденсатора:

$$\operatorname{tg} \delta_1 = \frac{1}{\omega C_1 R_1} = \frac{1}{n_C \omega C_2 R_{22}} \sum_{l=2}^g b_l n_l. \quad (6-19)$$

Если уравнивание по емкости производить изменением чисел витков m_2, m_3, \dots, m_s , а уравнивание по тангенсу угла потерь — изменением n_2, n_3, \dots, n_g , то, как видно из (6-17) и (6-19), в рассматриваемой измерительной цепи получится раздельный отсчет измеряемых величин.

Выбор величин коэффициентов a и b и соотношений между максимальными количествами витков обмоток, уравнивающих цепь по каждому параметру, зависит от применяемой системы счисления; при этом всегда должны выполняться следующие равенства:

$$m'_k a_k = m'_2 A^{-(k-2)}; \quad n'_l b_l = n'_2 A^{-(l-2)},$$

где k и l — любые целые числа от 2 до s и g соответственно; m'_2, m'_k, n'_2, n'_l — максимальные количества витков в уравнивающих обмотках; A — основание системы счисления.

Рассмотрим некоторые варианты выполнения уравнивающих обмоток измерительной цепи. Каждая обмотка может представлять собой секцию (см. рис. 6-3, в), переключаемую коммутирующим элементом (на переброс). Коммутирующие элементы могут быть бесконтактными, так как все они будут иметь общую точку. Обмотки можно сделать одинаковыми, а величины об-

разцовых конденсаторов и резисторов должны различаться в соответствии с коэффициентами применяемой системы счисления (1, 2, 4, 8, 16 и т. д. при двоичной системе счисления или, например, 1, 2, 4, 2, 10, 20, 40, 20 и т. д. при двоично-десятичной) или наоборот.

При использовании двоично-десятичной системы счисления возможны другие решения. Образцовые конденсаторы и сопротивления можно сделать различающимися в 10 раз ($a_3=b_3=0,1$; $a_4=b_4=0,01$ и т. д.). При этом некоторые сопротивления получаются равными, например: $R_{23}=R_{32}$, $R_{24}=R_{33}=R_{42}$. Уравновешивающие обмотки будут представлять собой идентичные тетрады, соединенные параллельно (см. рис. 6-4). Числа витков в секциях каждой тетрады должны различаться в соответствии с коэффициентами выбранного двоично-десятичного кода (например, 1—2—4—2).

6-4. УРАВНОВЕШЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ИДЕНТИЧНЫХ ИНДУКТИВНЫХ ТЕТРАД

Значительным преимуществом параллельного соединения тетрад является то, что имеется возможность сделать их идентичными, т. е. имеющими одинаковые количества витков в каждой из соответствующих секций.

В мостах с простейшим последовательным соединением тетрад количество витков в каждой последующей тетраде возрастает в 10 раз, и тетрады получаются не только неодинаковыми, но и резко различающимися по количеству витков. Стремление создать высокоточный мост на основе такого соединения тетрад приводит к противоречию: с одной стороны, для точного отсчета и уравновешивания моста необходимо при последовательном соединении тетрад применять многовитковые обмотки, с другой — увеличение количества витков в секциях тетрад приводит к снижению точности измерений из-за увеличения потоков рассеяния, активного сопротивления обмоток и паразитных межвитковых емкостей. Выход из положения может быть найден, если применить в цепях трансформаторов напряжения или компараторов токов соответствующие обмотки связи, обеспечив этим тесную индуктивную связь и малое активное сопротивление обмоток трансформаторов и компараторов (см. § 4-4).

На рис. 6-10,а представлена схема моста с компаратором токов с последовательным соединением трех идентичных индуктивных тетрад T_1 , T_2 , T_3 , служащих для уравнивания моста по одному параметру и отсчета разряда единиц, десятков и сотен. Как видно из рисунка, используемый в этом мосте многотетрадный транс-

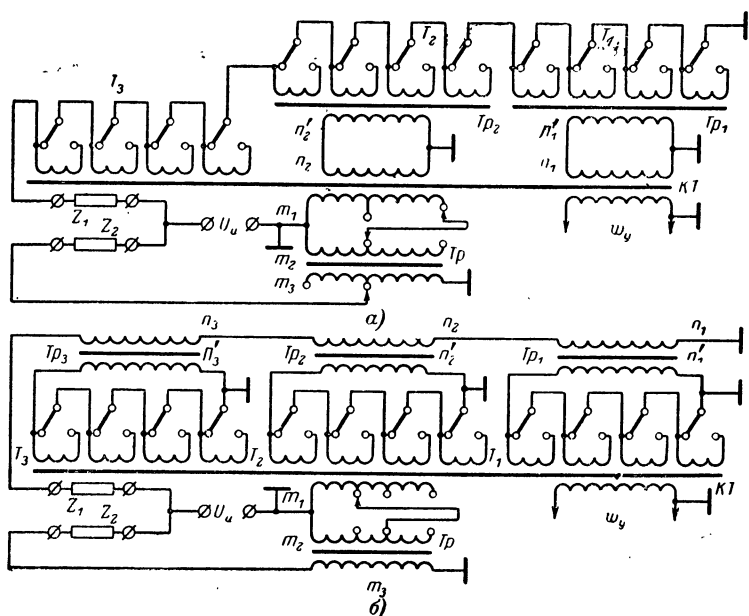


Рис. 6-10.

форматор отличается от рассмотренного в § 4-4 (см. рис. 4-11) способом включения обмоток связи n_1 , n'_1 , n_2 , n'_2 . Измеряемое и образцовое сопротивления (рис. 6-10,а) обозначены через Z_1 и Z_2 . Для обеспечения идентичности всех тетрад отношение чисел витков в обмотках связи должно быть следующим: $n'_2:n_2=10:1$; $n'_1:n_1=100:1$. Количество витков в секциях тетрад T_1 — T_3 выбирается с учетом заданной рабочей частоты, чувствительности и т. п. Для обеспечения многопредельности моста при малых количествах витков компаратора KT введен еще один дополнительный трансформатор Tr . Обмотки m_1 , m_2 , m_3 служат для переключения пределов измерений; их количества витков изменяются в отношении $1:10^n$.

Сравнение токов (магнитных потоков) производится на сердечнике компаратора токов KT , на который нанесена обмотка детектора равновесия w_y . Для уменьшения помех обмотки трансформаторов Tr , Tr_1 , Tr_2 заземлены.

Рассмотренная схема пригодна для построения мостов, в которых необходим прямой отсчет сопротивлений (индуктивность, активное сопротивление) в широком диапазоне номинальных значений. Однако при использовании ее для создания низкоомных автоматических мостов могут возникнуть значительные погрешности из-за наличия в ветви измеряемого сопротивления Z_1 переходных сопротивлений ключей тетрад $T_1—T_3$. Если постоянное активное сопротивление обмоток секций тетрад можно учесть при измерении или компенсировать, то вариации переходных сопротивлений дадут прямую погрешность. В связи с этим для измерения низкоомных сопротивлений желательно было бы создать цепь, в которой влияние на результат измерений переходных сопротивлений ключей было бы ослаблено. В [Л. 37] предложена мостовая цепь (см. рис. 6-6,а), где уравнивание по тангенсу угла потерь производится посредством изменения количества витков обмотки, замкнутой на обмотку вспомогательного трансформатора. Безусловно, наличие вспомогательного трансформатора усложняет схему моста, однако, как видно из рисунка, это позволяет перенести ключи во вспомогательную ветвь (обмотка q_R). При этом коэффициент трансформации вспомогательного трансформатора BTT и количество витков q_R можно выбрать такими, что ток I_3 будет весьма малым и сопротивление ключей, коммутирующих секции обмотки q_R , будет мало влиять на результат измерений. Аналогичный способ уравнивания может быть применен и при усовершенствовании описанной выше цепи с идентичными последовательными тетрадами.

На рис. 6-10,б представлена схема трехдекадной мостовой измерительной цепи, пригодной и для измерения малых сопротивлений (для упрощения показано уравнивание только по одному параметру). Измеряемое сопротивление Z_1 включено последовательно с обмотками $n_1—n_3$ трансформаторов $Tr_1—Tr_3$. Как видно из рисунка, ни в ветви измеряемого сопротивления Z_1 , ни в ветви образцового сопротивления Z_2 нет коммутирующих элементов: они вынесены в цепи вторичных об-

- моток трансформаторов Tr , Tr_1 , Tr_2 и Tr_3 . Как и в схеме на рис. 6-10,а, уравнивание моста производится коммутацией тетрад $T_1—T_3$. Однако надлежащим выбором параметров трансформаторов $Tr_1—Tr_3$ влияние сопротивления ключей этих тетрад на результат измерений может быть существенно уменьшено. Для обеспечения идентичности тетрад необходимо, чтобы
$$\frac{n_1}{n'_1} : \frac{n_2}{n'_2} : \frac{n_3}{n'_3} = 1 : 10 : 100.$$
 Переключение пределов измерений производится изменением количеств витков обмоток m_1 и m_2 .

Рассмотренные две мостовые цепи с идентичными тетрадами собраны, как цепи сравнения токов. Однако из рассмотрения схем следует, что они в равной степени могут использоваться и как цепи сравнения напряжений. Формально для этого необходимо только поменять места включений генератора питания и детектора равновесия. Отсюда следует, что на основании рассмотренных схем могут быть построены двойные мостовые цепи с тесной индуктивной связью.

6-5. УРАВНОВЕШЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ С БЕСКОНТАКТНОЙ КОММУТАЦИЕЙ ВИТКОВ

Если иметь в виду построение автоматических мостов, то недостатком описанных выше измерительных цепей является трудность применения в них бесконтактных полупроводниковых коммутирующих элементов; во многих случаях это будет ограничивать быстродействие дискретных мостов.

Для осуществления простой схемы управления полупроводниковым ключом необходимо, чтобы он имел общую точку с землей. Однако, как следует из рассмотрения описанных выше схем, такой общей точки у большинства коммутирующих элементов нет и она не может быть создана без коренного изменения схем. Исключение составляет только схема, представленная на рис. 6-9, где путем резкого увеличения количества образцовых мер можно все ключи «привести к земле», применив схемы тетрад, аналогичные приведенной на рис. 6-3,в. Однако применение таких тетрад возможно в цепях, предназначенных только для измерения проводимостей.

На рис. 6-11 представлена схема тетрады моста, переключение секций которой осуществляется триодными ключами. Ток I_1 проходит последовательно все обмотки $L_1—L_4$, навитые на отдельные ферромагнитные (например, ферритовые или пермаллоевые) сердечники $\Phi C_1—\Phi C_4$. На этих же сердечниках навиты также вторичные обмотки $L'_1—L'_4$. Между обмотками L_1 и L'_1 , L_2 и L'_2 , L_3 и L'_3 , L_4 и L'_4 должна существовать тесная индуктив-

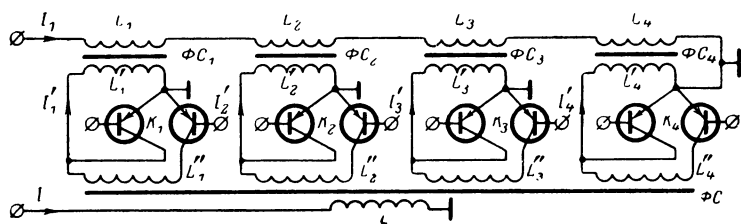


Рис. 6-11.

ная связь (коэффициент связи $k = \frac{M}{\sqrt{LL'}}$ должен быть весьма близок к единице). Каждая из обмоток $L'_1—L'_4$ подключена соответственно к одной из обмоток $L''_1—L''_4$, которые навиты на общий сердечник ΦC . Посредством обмоток $L''_1—L''_4$ на сердечнике ΦC производится сложение магнитных потоков от сердечников $\Phi C_1—\Phi C_4$, точнее сложение ампер-витков. Коммутация обмоток $L'_1—L'_4$ и $L''_1—L''_4$ производится ключами $K_1—K_4$, каждый из которых состоит из двух полупроводниковых триодов. Управляющие сигналы подаются на базы полупроводниковых триодов. Эмиттеры триодов заземлены. Отпирающий ток базы выбирается таким, чтобы триод в открытом состоянии проводил ток в обоих направлениях: эмиттер—коллектор и коллектор—эмиттер, т. е. стал проводником для переменного тока. Так как токи в обмотках тетрады в большинстве случаев невелики, это легко осуществить.

Определим соотношение витков в обмотках тетрады. Предположим, что между обмотками тетрады, намотанными на один сердечник, существует тесная индуктивная связь и что активные сопротивления обмоток пренебрежимо малы (эти предположения весьма близки к действительности при соответствующем выполнении тетрады). Будем также считать, что ключи $K_1—K_4$ яв-

ляются идеальными. Обозначим ток, протекающий через сопротивление Z и обмотки $L_1—L_4$, через I_1 , а токи, протекающие по замкнутым контурам обмоток L'_1 и L''_1 , L'_2 и L''_2 , L'_3 и L''_3 , L'_4 и L''_4 — через I'_1 , I'_2 , I'_3 , I'_4 соответственно. Допустим, что все правые триоды ключей находятся в проводящем состоянии, а левые заперты. При этом обмотки $L'_1—L'_4$ и $L''_1—L''_4$ будут попарно соединены. Токи $I'_1—I'_4$ создадут в сердечнике ΦC магнитный поток, который обозначим через Φ_1 . При равновесии моста магнитный поток Φ_1 компенсируется другим магнитным потоком Φ , создаваемым током в обмотке L , намотанной на сердечник ΦC . Следовательно, результирующий магнитный поток в сердечнике ΦC будет равен нулю и обмотки $L'_1—L'_4$ будут работать в режиме к. з. При этом, очевидно, результирующие магнитные потоки в сердечниках $\Phi C_1—\Phi C_4$ будут также порознь равны нулю. Таким образом, получим:

$$\left. \begin{aligned} I_1 n_1 + I'_1 n'_1 &= 0; \\ I_1 n_2 + I'_2 n'_2 &= 0; \\ I_1 n_3 + I'_3 n'_3 &= 0; \\ I_1 n_4 + I'_4 n'_4 &= 0, \end{aligned} \right\} \quad (6-20)$$

где $n_1—n_4$ и $n'_1—n'_4$ — количества витков соответствующих обмоток.

Составляющая магнитного потока Φ_1 сердечника ΦC , создаваемого токами в обмотках $L''_1—L''_4$, будет пропорциональна сумме

$$I'_1 n''_1 + I'_2 n''_2 + I'_3 n''_3 + I'_4 n''_4. \quad (6-21)$$

Подставив значения токов $I'_1—I'_4$ из (6-20) в (6-21), получим следующее выражение для Φ_1 :

$$\Phi_1 = a I_1 \left(\frac{n_1}{n'_1} n''_1 + \frac{n_2}{n'_2} n''_2 + \frac{n_3}{n'_3} n''_3 + \frac{n_4}{n'_4} n''_4 \right), \quad (6-22)$$

где a — коэффициент пропорциональности, зависящий от параметров сердечника ΦC .

Из (6-22) следует, что магнитный поток Φ_1 будет пропорционален току I_1 и сумме четырех членов, в которые входят количества витков обмоток тетрады. Если какой-либо из ключей K тетрады переходит в такое

состояние, при котором его правый триод закрывается, а левый открывается, то соответствующая обмотка L'' отключается и в выражении (6-22) одно из количеств витков $n''_1—n''_4$ можно принять равным нулю. Если все ключи $K_1—K_4$ переходят в такое состояние, то $n''_1 = n''_2 = n''_3 = n''_4 = 0$ и $\Phi_1 = 0$. Если произведения $\frac{n_i}{n'_i} n''_i$ сделать пропорциональными весовым коэффициентам двоично-десятичного кода (например, кода 1—2—4—2), то соответствующей коммутацией ключей $K_1—K_4$ величину магнитного потока Φ_1 можно будет изменять дискретно в пределах от 0 до 9, т. е. производить уравнивание моста в двоично-десятичной системе счисления.

Отметим, что при равновесии независимо от того, в каком состоянии находятся ключи $K_1—K_4$, напряжения на всех 12 обмотках тетрады будут равны нулю. Следовательно, тетрада может быть легко защищена от влияния паразитных емкостей и будет обладать теми достоинствами, что и обычная последовательная тетрада (см. рис. 6-2,б).

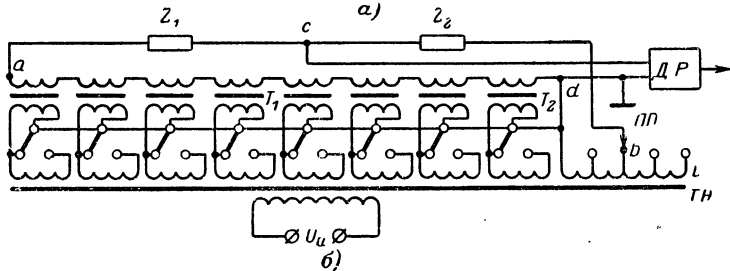
Так как магнитный поток Φ , компенсирующий поток Φ_1 , пропорционален количеству витков n обмотки L и току I , то уравнение равновесия моста будет:

$$\frac{I}{I_1} = \frac{1}{n} \left(\frac{n_1}{n'_1} n''_1 + \frac{n_2}{n'_2} n''_2 + \frac{n_3}{n'_3} n''_3 + \frac{n_4}{n'_4} n''_4 \right). \quad (6-23)$$

Из (6-23) следует, что отношение токов можно определить по отношению количеств витков. Так как отношение токов при одном и том же (или пропорциональном) напряжении питания можно выразить через отношение проводимостей или сопротивлений, то данная цепь пригодна как для измерения сопротивлений, так и для измерения проводимостей.

Очевидно, что выражение (6-23), написанное для одной тетрады, можно также распространить на многодекадный мост. При этом изменение количества витков n можно использовать для изменения пределов измерений. Отношение произведений витков $\frac{n_i}{n'_i} n''_i$ между соседними тетрадами должно быть равно 1:10.

На рис. 6-12,а изображена схема двухдекадного моста с компаратором токов при уравнивании по



чателем пределов $ПП$ в отношении 1:10. Полупроводниковые ключи в тетрадах T_1, T_2 условно изображены (с целью упрощения) в виде перекидных контактов; все они имеют общую заземленную точку. Выходной сигнал мостовой измерительной цепи снимается с обмотки L_y , нанесенной на сердечник компаратора $КТ$ и подключаемой к детектору равновесия $ДР$.

190

соединения сопротивлений Z_1 и Z_2 . Все полупроводниковые ключи, условно изображенные на рис. 6-12, б в виде перекидных контактов, также имеют общую заземленную точку. При коммутации ключей и уравнивании цепи изменяется напряжение между точками a и d . Так как при отключении обмоток, намотанных на сердечник трансформатора $ТН$, происходит к. з. соответствующих обмоток сердечников тетрад, то при изменении напряжения между точками a и d дополнительные сопротивления не вносятся. При тесной индуктивной связи (при практическом отсутствии потоков рассеяния) и пренебрежимо малом активном сопротивлении обмоток цепь будет работать практически с очень малыми погрешностями.

Сопротивление открытого полупроводникового ключа в среднем составляет единицы ом. При правильном расчете обмоток тетрад такая величина сопротивления ключа не будет вызывать существенных погрешностей измерений. Одним из наиболее простых способов уменьшения влияния сопротивления ключа, является увеличение количеств витков n' и n'' обмоток L' и L'' (см. рис. 6-11). Так как количества витков n' и n'' входят в числители и знаменатели членов выражения (6-23), то пропорциональное их увеличение не вызывает изменения весовых коэффициентов принятого кода.

Рассмотренные схемы быстродействующих мостов с тесной индуктивной связью пригодны для измерения комплексных сопротивлений только по одному параметру. Для измерения второго параметра комплексного сопротивления при помощи этих цепей необходимо сделать образцовое сопротивление переменным (см. гл. 1). Для этого в свою очередь необходимо коммутировать секции образцового сопротивления по последовательной схеме; следовательно, часть ключей моста не будет иметь общей точки с землей, что затруднит применение полупроводниковых ключей и осуществление быстродействующих приборов. Это препятствие может быть, однако, преодолено, если уравнивание по одному параметру осуществлять с помощью компаратора токов, а уравнивание по другому параметру — с помощью трансформатора напряжения. Применив комбинацию из схем, представленных на рис. 6-12, можно построить быстродействующий мост, пригодный для измерения двух параметров комплексного сопротивления.

6-6. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ С КОМБИНИРОВАННЫМ ДИСКРЕТНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

Уравновешенные трансформаторные мосты, рассмотренные в § 6-2—6-5, предназначались для измерения комплексных сопротивлений в основном при параллельной схеме замещения. Ниже остановимся вкратце на некоторых принципах построения уравновешенных трансформаторных мостовых цепей, предназначенных для измерений при использовании последовательной схемы замещения комплексного сопротивления. Поскольку этот вопрос особое значение приобретает при измерении параметров катушек индуктивности, рассмотрим произведем на примере решения именно этой задачи.

Вариант схемы частотно независимой цепи при одном из многочисленных возможных включений обмоток трансформаторов ТН и КТ представлен на рис. 6-13, где НУ — нулевой указатель; Z_x — исследуемый объект (катушка индуктивности), характеризуемый параметра-

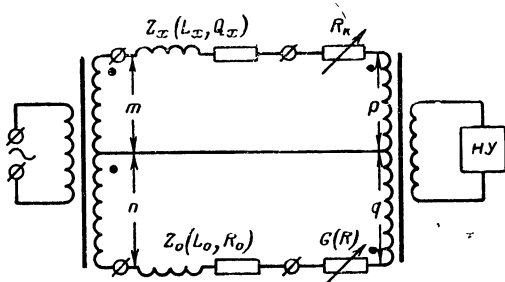


Рис. 6-13.

ми L_x и Q_x последовательной схемы его замещения; Z_0 — образцовая катушка индуктивности, характеризуемая параметрами L_0 и R_0 последовательной схемы замещения; R_k и R — вспомогательные образцовые сопротивления [Л. 34]. Условие равновесия цепи имеет вид:

$$\frac{mp}{R_k + \omega L_x \left(\frac{1}{Q_x} + j \right)} = \frac{nq}{R + R_0 + j\omega L_0}.$$

Очевидно, что при выполнении соотношения

$$R_k = \frac{mp}{nq} R_0 \quad (6-24)$$

измеряемые индуктивность и добротность определяются из следующих выражений:

$$L_x = \frac{mp}{nq} L_0; \quad (6-25)$$

$$Q_x = \omega L_0 \frac{1}{R} = \omega L_0 G; \quad (6-26)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{Q_x} = \frac{1}{\omega L_0} R. \quad (6-27)$$

При необходимости активное сопротивление исследуемого объекта при последовательной схеме замещения может быть определено из следующего выражения:

$$R_x = \frac{mp}{nq} R.$$

Из рассмотрения выражений (6-25) — (6-27) видно, что в качестве уравнивающих параметров по индуктивности, одновременно служащих для раздельного отсчета индуктивности, могут быть использованы витки m или p ; в качестве уравнивающего и отсчетного параметра по добротности Q_x может служить вспомогательная проводимость G , а в качестве уравнивающего и отсчетного параметра по $\operatorname{tg} \delta_x$ — сопротивление R . Обеспечение условия (6-24) при использовании витков m или p для уравнивания и отсчета по индуктивности требует соответствующего (сопряженного) дискретного изменения вспомогательного сопротивления R_k , осуществление чего не представляет принципиальных трудностей. При изменении пределов измерений L_x изменением чисел витков, не используемых для отсчета индуктивности, возможность использования одного магазина R_k без каких-либо изменений может быть достигнута увеличением величины R_0 с помощью дополнительного дискретного активного сопротивления, включенного последовательно с образцовой катушкой индуктивности. Так как в цепи используются две пары индуктивно связанных плеч, то имеются большие возможности для получения широкого диапазона измеряемых индуктивностей с обеспечением высокой дискретности уравнивания и отсчета (см. гл. 4). Обеспечение необходимой дискретности уравнивания и отсчета по измеряемой добротности достигается применением обычного магазина проводимости. Частотная не-

зависимость условий (6-24) и (6-25) позволяет использовать данную цепь в устройствах, работающих в широком диапазоне частот.

Одним из очевидных недостатков моста, приведенного на рис. 6-13, в какой-то степени оправданным частотной независимостью его цепи в широком диапазоне

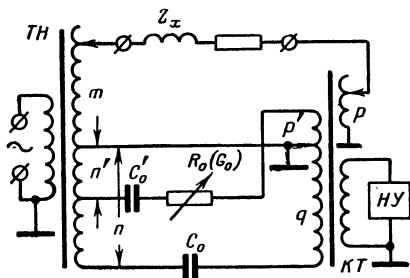


Рис. 6-14.

частот, является необходимость одновременного пропорционального изменения двух параметров цепи при ее уравнивании.

В случае, когда требования частотной независимости не возникает, можно использовать иное построение уравновешенных трансформаторных мостов

для измерения параметров катушек индуктивности, представленных последовательной схемой замещения. В частности, на рис. 6-14 приведена простейшая схема измерительной цепи, в которой в качестве образцовых элементов плеч сравнения используются конденсаторы без потерь C_0 и C'_0 и переменное сопротивление R_0 (переменная проводимость G_0 [Л. 141]. Уравнение равновесия для этой мостовой цепи имеет вид:

$$\frac{mp}{Z_x} - \frac{n'p'}{X'_0(\operatorname{tg} \delta_0 - j)} + j \frac{nq}{X_0} = 0, \quad (6-28)$$

где

$$Z_x = X_x \left(\frac{1}{Q_x} + j \right); \quad X_x = \omega L_x;$$

$$X'_0 = \frac{1}{\omega C'_0}; \quad \operatorname{tg} \delta_0 = \omega C'_0 R_0; \quad X_0 = \frac{1}{\omega C_0}.$$

Из векторного равенства (6-28) можно получить следующие два скалярных равенства:

$$\left(mpX_0 - nq \frac{\operatorname{tg} \delta_0}{Q_x} X_x \right) X'_0 + (n'p'X_0 - nqX'_0) X_x = 0; \quad (6-29)$$

$$(mpX_0 - nqX_x) X'_0 \operatorname{tg} \delta_0 - (n'p'X_0 - nqX'_0) \frac{X_x}{Q_x} = 0. \quad (6-30)$$

Очевидно, что при условии

$$n'p'X_o = nqX'_o \quad (6-31)$$

из (6-29) и (6-30) найдем:

$$X_x = \frac{mp}{nq} X_o \text{ или } L_x = \frac{mp}{nq} \left(\frac{1}{\omega^2 C_o} \right); \quad (6-32)$$

$$Q_x = \operatorname{tg} \delta_o = \omega C'_o R_o; \quad (6-33)$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{1}{Q_x} = G_o \frac{1}{\omega C'_o}. \quad (6-34)$$

Заметим, что (6-32) представляет собой обычное условие равновесия двойного трансформаторного моста, применяемого для измерения индуктивности без потерь ($Q_x = \infty$), когда в качестве образцового элемента сравнения используется емкость без потерь. Аналогично условие (6-31) представляет собой не что иное, как уравнение равновесия по емкости для обычной емкостной мостовой цепи с двумя парами индуктивно связанных плеч отношения (см. § 1-4); такая цепь получается из приведенной на рис. 6-14, если Z_x положить равным бесконечности (исследуемую катушку отключить), а сопротивление R_o равным нулю.

Анализируя (6-31)—(6-33), легко видеть, что для обеспечения раздельного отсчета L_x и Q_x необходимо в качестве переменных уравнивающих параметров выбрать число витков m или p и сопротивление R_o ; при этом величины емкостей C_o и C'_o должны быть выбраны постоянными и между ними должно выполняться соотношение $C'_o/C_o = nq/n'p'$.

Дальнейшее развитие рассмотренного выше принципа построения уравновешенных трансформаторных мостов для измерения параметров катушек индуктивности при последовательной схеме замещения можно проиллюстрировать на примере цепи, схема которой приведена на рис. 6-15. В данном мосте [Л. 144] для уравнивания цепи по добротности вместо переменного активного сопротивления R_o используется набор постоянных емкостей $C'_1—C'_4$, $C''_1—C''_4$, $C'''_1—C'''_4$, включаемых параллельно, причем все указанные конденсаторы одним из своих зажимов соединены с общим узлом мостовой цепи (на рисунке показан вариант тетрадного набора конденсаторов). Для уравнивания по индуктивности

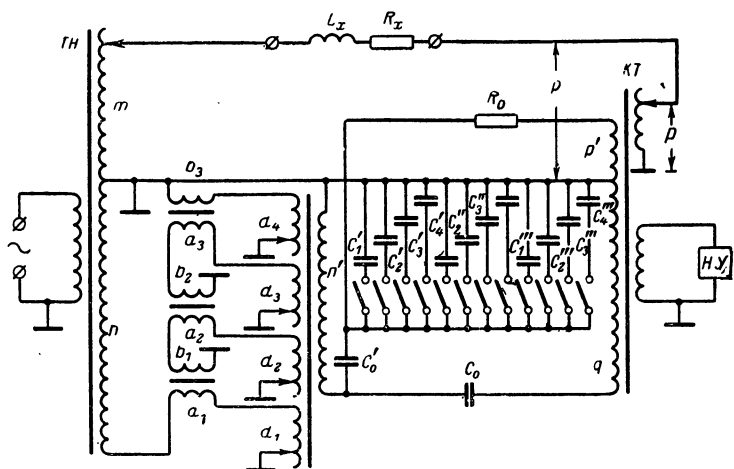


Рис. 6-15.

использован многодекадный (многотетрадный) трансформатор напряжения с комбинированным включением индуктивно связанных декад (тетрад) и обратной коммутацией витков (см. § 4-5). При обеспечении соотношения $qC_0 = q'C'_0$ и достаточно малой емкости C'_0 может быть достигнута высокая точность раздельного отсчета измеряемых индуктивности и добротности.

6.7. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ УРАВНОВЕШЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ

Универсальные уравновешенные трансформаторные измерительные мосты удобно строить, как это показано в [Л. 77, 78], используя рассмотренные в гл. 4 многодекадные или многотетрадные измерительные трансформаторы напряжения и тока с комбинированным включением индуктивно связанных декад или тетрад и прямой или обратной коммутацией витков декад (тетрад). В качестве плеч сравнения в мостах используется небольшое количество образцовых конденсаторов постоянной емкости и постоянных активных сопротивлений. Указанные мосты могут быть использованы для измерения емкости и тангенса угла потерь конденсаторов, индуктивности и добротности или тангенса угла потерь ка-

тушек индуктивности, а также активного сопротивления и постоянной времени резисторов.

На рис. 6-16 приведен один из наиболее совершенных вариантов подобных универсальных мостов, схема которого представляет собой развитие одной из указанных выше схем [Л. 77, 78]. При использовании этого моста имеется возможность обеспечения наилучших экс-

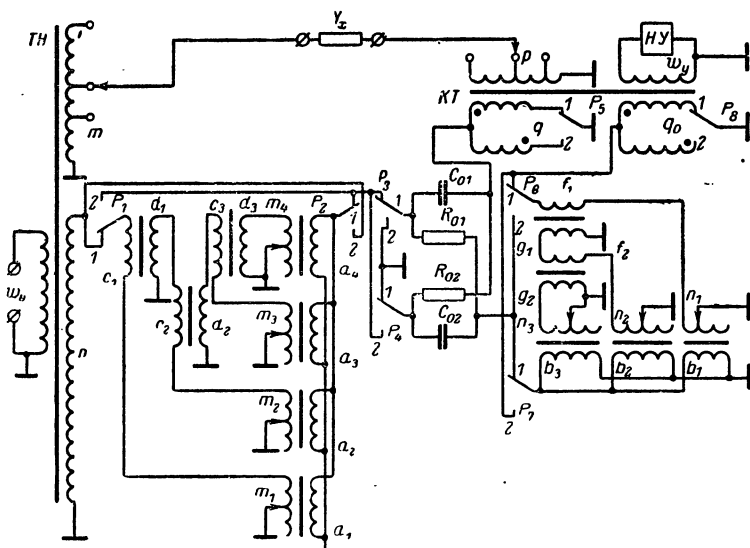


Рис. 6-16.

плуатационных (в частности, защитных) свойств универсального прибора, не говоря уже о благоприятных условиях для получения хороших метрологических и конструктивных характеристик. На схеме приняты следующие обозначения: Y_x — исследуемая комплексная проводимость (комплексное сопротивление, представленное параллельной схемой замещения); C_{01} , C_{02} — образцовые емкости; R_{01} , R_{02} — образцовые активные сопротивления; P_1 , P_2 , ..., P_8 — контакты переключателя или реле, работающие на переброс; c_1 , d_1 , c_2 , d_2 , c_3 , d_3 , f_1 , g_1 , f_2 , g_2 — числа витков обмоток вспомогательных двухобмоточных нерегулируемых трансформаторов напряжения и тока; m_1 , m_2 , m_3 , m_4 , n_1 , n_2 , n_3 , a_1 , a_2 , a_3 , a_4 , b_1 , b_2 , b_3 — числа витков регулируемых и нерегулируемых обмоток двухобмоточных регулируемых трансформаторов

напряжения и тока. Все переключатели чисел витков регулируемых обмоток трансформаторов напряжения и тока могут быть заземлены.

Показанные на рис. 6-16 положения контактов переключателя или реле, работающих на переброс (P_1, P_2, \dots, P_8), соответствуют случаю измерения индуктивности и добротности катушек индуктивности. Положения указанных контактов или реле, соответствующие измерению других параметров комплексных сопротивлений, представляемых параллельной схемой замещения, приведены в табл. 6-1.

Таблица 6-1

Положения контактов переключателей в универсальном мосте

Основной параметр исследуемого объекта	Относительный параметр	Положения контактов							
		P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8
Индуктивность	Q_x	1	1	1	1	1	1	1	1
L_x	$\operatorname{tg} \delta_x$	1	1	1	1	1	2	2	1
Емкость C_x	$\operatorname{tg} \delta_x$	2	2	1	1	2	2	2	1
Активное сопротивление R_x	$\tau_x < 0$	1	1	2	2	2	1	1	1
	$\tau_x > 0$	1	1	2	2	2	1	1	2

Для уравнивания моста и осуществления раздельного отсчета L_x, C_x, R_x используются изменяющиеся числа витков m_1, m_2, m_3, m_4 , а для раздельного отсчета $Q_x, \operatorname{tg} \delta_x, \tau_x$ — изменяющиеся числа витков n_1, n_2, n_3 . Количество двухобмоточных трансформаторов с изменяющимся числом витков m_i и n_i определяется требуемым числом разрядов отсчета измеряемых параметров.

Составив для мостовой цепи на рис. 6-16 уравнение равновесия, соответствующее отсутствию напряжения на обмотке w_y компаратора токов, и решив это уравнение, полагая при этом, что между обмотками используемых в мосте трансформаторов существует тесная индуктивная связь ($k_c = 1$), а активные сопротивления обмоток пренебрежимо малы, получим для случая измерения параметров катушек индуктивности следующие выражения для величин измеряемых индуктивности и добротности:

$$L_x = \frac{mp}{nq} \left(\frac{m_1}{a_1} + \frac{c_1 m_2}{d_1 a_2} + \frac{c_1 c_2 m_3}{d_1 d_2 a_3} + \frac{c_1 c_2 c_3 m_4}{d_1 d_2 d_3 a_4} \right) \frac{1}{\omega^2 C_{01}};$$

$$Q_x = \frac{q}{q_0} \left(\frac{n_1}{b_1} + \frac{f_1 n_2}{g_1 b_2} + \frac{f_1 f_2 n_3}{g_1 g_2 b_3} \right) \omega C_{01} R_{01}.$$

Из полученных выражений нетрудно видеть, что в данном мосте в качестве уравнивающих тетрад по индуктивности целесообразно использовать переменные отношения чисел витков регулируемых трансформаторов напряжения при условии, что весовые коэффициенты отношений витков этих трансформаторов будут одинаковыми, а нерегулируемые двухобмоточные трансформаторы напряжения будут одинаковыми и будут иметь следующие соотношения чисел витков:

$$\frac{c_1}{d_1} = \frac{c_2}{d_2} = \frac{c_3}{d_3} = \frac{1}{10} \text{ или } \frac{10}{1}.$$

Аналогично в качестве уравнивающих тетрад по добротности целесообразно использовать переменные отношения чисел витков регулируемых трансформаторов тока при условии, что весовые коэффициенты отношений чисел витков этих трансформаторов будут одинаковыми, а отношения чисел витков нерегулируемых двухобмоточных трансформаторов тока будут одинаковыми и равными

$$\frac{f_1}{g_1} = \frac{f_2}{g_2} = \frac{1}{10} \text{ или } \frac{10}{1}.$$

Так, например, если принять $c_1/d_1 = c_2/d_2 = c_3/d_3 = f_1/g_1 = f_2/g_2 = 0,1$, то L_x и Q_x будут определяться из следующих выражений:

$$L_x = \frac{mp}{nq} \left(\frac{m_1}{a_1} + 0,1 \frac{m_2}{a_2} + 0,01 \frac{m_3}{a_3} + 0,001 \frac{m_4}{a_4} \right) \frac{1}{\omega^2 C_{01}};$$

$$Q_x = \frac{q}{q_0} \left(\frac{n_1}{b_1} + 0,1 \frac{n_2}{b_2} + 0,01 \frac{n_3}{b_3} \right) \omega C_{01} R_{01}.$$

Если к тому же положить $a_1 = a_2 = a_3 = a_4 = a$, что соответствует одинаковым регулируемым трансформаторам напряжения, а также $b_1 = b_2 = b_3 = b$, что соответствует одинаковым регулируемым трансформаторам тока, то получим:

$$L_x = \frac{mp}{nqa} (m_1 + 0,1m_2 + 0,01m_3 + 0,001m_4) \frac{1}{\omega^2 C_{01}};$$

$$Q_x = \frac{q}{q_0 b} (n_1 + 0,1n_2 + 0,01n_3) \omega C_{01} R_{01}.$$

Нетрудно показать, что при измерении комплексного сопротивления емкостного характера мост позволит производить отсчет C_x и $\operatorname{tg} \delta_x$, если контакты переключателей будут находиться в положениях, указанных в табл. 6-1. При выбранных в качестве примера соотношениях между числами витков обмоток нерегулируемых трансформаторов имеем:

$$C_x = \frac{nq}{mpa} (m_1 + 0,1m_2 + 0,01m_3 + 0,001m_4) C_{01};$$

$$\operatorname{tg} \delta_x = \frac{q_0}{qb} (n_1 + 0,1n_2 + 0,01n_3) \frac{1}{\omega C_{01} R_{01}}.$$

При измерении активного сопротивления и его постоянной времени, играющей в данном случае роль характеристики фазовой погрешности активного сопротивления, мост позволяет отсчитать R_x и τ_x . При этом для тех же, что и выше, соотношений витков обмоток нерегулируемых трансформаторов найдем:

$$R_x = \frac{mp}{nqa} (m_1 + 0,1m_2 + 0,01m_3 + 0,001m_4) R_{02};$$

$$|\tau_x| = \frac{q_0}{qb} (n_1 + 0,1n_2 + 0,01n_3) R_{02} C_{02}.$$

Достоинства универсального моста, приведенного на рис. 6-16, следующие:

1. Для реализации моста требуются простые унифицированные элементы. Все вспомогательные нерегулируемые трансформаторы могут быть одинаковыми, имея коэффициент передачи, равный 0,1; при этом все регулируемые двухобмоточные трансформаторы также одинаковы и имеют коэффициент передачи, изменяющийся в пределах от 0,1 до 0,9.

2. Благодаря применению трансформаторов с малыми коэффициентами передачи уменьшается влияние на точность измерения индуктивности рассеяния трансформаторов, так как при таких коэффициентах передачи современная технология изготовления трансформаторов обеспечивает самую высокую степень индуктивной связи между обмотками.

3. Применение унифицированных регулируемых и нерегулируемых двухобмоточных трансформаторов упрощает конструкцию моста, снижает его стоимость.

4. Заземление в мосте регулируемых обмоток двухобмоточных трансформаторов позволяет улучшить защиту моста от влияния паразитных связей и использовать в мосте бесконтактные коммутирующие элементы.

6-8. ЛИНЕЙНО АППРОКСИМИРУЮЩИЙ ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МОСТ

Во многих случаях мосты с дискретным уравниванием и цифровым отсчетом удобно использовать для измерения неэлектрических величин. Однако обычные цифровые мосты — это приборы с линейной зависимостью между отсчетом и измеряемой величиной, в то время как очень часто зависимость между входной неэлектрической и выходной электрической величинами датчика нелинейна. Естественно, что одним из целесообразных способов получения прямого цифрового отсчета неэлектрической величины при нелинейной функции преобразования датчика является создание линейно аппроксимирующих измерительных цепей. Осуществление линейно аппроксимирующего трансформаторного моста, уравниваемого путем коммутации витков индуктивно связанных плеч, рассмотрим на примере цифрового измерителя [Л. 25] влажности нефти.

В последнее время получает развитие емкостный метод определения влажности. Измерение влажности нефти емкостным методом сводится к определению емкости специального датчика, представляющего собой конденсатор, между обкладками которого помещается нефть. Зависимость емкости датчика C_d (диэлектрической постоянной эмульсии нефть — вода) от влажности нефти W в процентах показана на рис. 6-17. Как видно, эта зависимость существенно нелинейна. Поскольку точная реализация зависимости, представленной на рис. 6-17, в цифровом приборе невозможна, да и не нужна, нелинейную связь целесообразно заменить аппроксимирующей

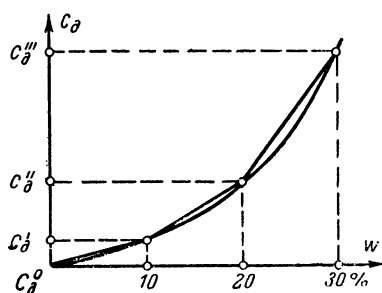


Рис. 6-17.

Зависимость емкости датчика C_d (диэлектрической постоянной эмульсии нефть — вода) от влажности нефти W в процентах показана на рис. 6-17. Как видно, эта зависимость существенно нелинейна. Поскольку точная реализация зависимости, представленной на рис. 6-17, в цифровом приборе невозможна, да и не нужна, нелинейную связь целесообразно заменить аппроксимирующей

щей кривой, удобной для реализации в приборе и с достаточной степенью точности приближающейся к реальной зависимости $C_d = f(W)$.

Допустим, что влагомер рассчитан для измерения влажностей до 30%. Наиболее удобной аппроксимирующей кривой в этом случае будет ломаная линия, отрезки которой стыкуются в точках кривой, соответствующих влажностям 0, 10, 20 и 30% (рис. 6-17). Мостовая

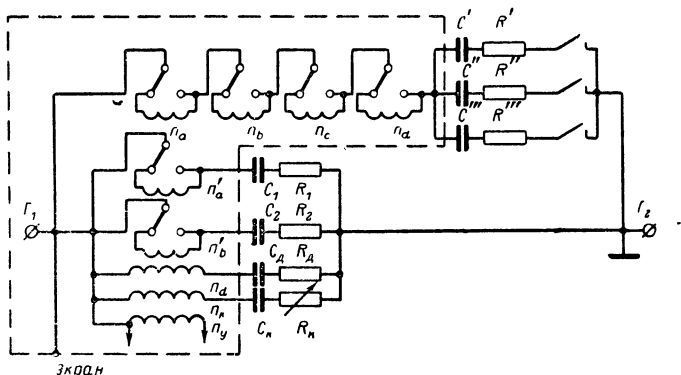


Рис. 6-18.

измерительная цепь и должна реализовать зависимость, соответствующую аппроксимирующей кривой.

На рис. 6-18 представлена схема измерительной цепи емкостного измерителя влажности нефти. Цепь представляет собой мост с тесной индуктивной связью, уравниваемый при помощи коммутации витков. Мост питается от генератора синусоидальных колебаний, подключаемого к зажимам Γ_1 — Γ_2 . Частота генератора может выбираться в пределах от нескольких единиц до сотен килогерц. Емкость датчика и эквивалентное сопротивление потерь обозначены через C_d и R_d . Начальная емкость датчика (емкость незаполненного нефтью датчика) уравнивается емкостью C_K ; сопротивление R_K служит для компенсации потерь. Все обмотки моста выполнены на одном сердечнике с высокой магнитной проницаемостью. Уравнивание моста производится переключением количества витков обмоток $n_a, n_b, n_c, n_d, n'_a, n'_b$, соединенных последовательно с образцовыми элементами $C'R', C''R'', C'''R'''$, C_1R_1, C_2R_2 . Большинство обмоток моста намотано встречно по отношению к обмот-

ке датчика n_d . Исключение составляют только обмотка n_y , которая может наматываться в любом направлении, и обмотка n_a , направление намотки которой согласно с направлением намотки n_d . Обмотка n_y служит для снятия напряжения неравновесия моста и подключается к детектору равновесия. Для уменьшения влияния паразитных электромагнитных связей [Л. 146] мост заключен в экран, подключенный к незаземленному зажиму генератора.

Как уже указывалось, наиболее удобными точками аппроксимации будут точки, соответствующие влажностям 0, 10, 20 и 30%. При такой аппроксимации наклон отрезков будет изменяться скачками только в точках, соответствующих переключению десятков. Это упрощает схему коммутации моста. При этом, как показывает сравнение экспериментальных данных с расчетными, погрешность аппроксимации не будет превышать доли процента. В пределах одного отрезка цифровой прибор работает по обычной схеме. Для перехода на соседний отрезок требуется изменение шага уравнивания в соответствии с тангенсом угла наклона этого отрезка. Поэтому в приборе должно быть предусмотрено устройство, фиксирующее точки аппроксимации, т. е. запоминающее непосредственно измеряемую величину (в данном случае емкость датчика), соответствующую точкам аппроксимации. В рассматриваемом влагомере изменение шага уравнивания осуществляется включением емкостей и сопротивлений C'' , R'' и C''' , R''' , а фиксация точек аппроксимации производится включением цепочек C_1R_1 и C_2R_2 через обмотки n'_a и n'_b .

Тетрада влагомера (обмотки n_a — n_d) работает по любому двоично-десятичному коду. Все параметры схемы влагомера выбираются на основании кривой (см. рис. 6-17), снятой экспериментально с возможно большей точностью. Формулы для определения параметров следующие:

$$C_1 = (C'_d - C_d^0) \frac{n_d}{n'_a};$$

$$C' = C_1 \frac{n'_a}{10n_a} = (C'_d - C_d^0) \frac{n_d}{10n_a};$$

$$C_2 = (C''_d - C_d^0) \frac{n_d}{n'_b};$$

$$C'' = (C''_d - C'_d) \frac{n_d}{10n_a} - C';$$

$$C''' = (C'''_д - C''_д) \frac{n_д}{10n_a} - C' - C'';$$

$$C_k = C^0_д \frac{n_д}{n_a}.$$

Приведенные формулы получены в предположении, что потери энергии в датчике равны нулю. Однако они также будут справедливыми и для других случаев, когда потерями в датчике нельзя пренебречь. При этом только вместо величин емкости необходимо будет подставлять соответствующие величины проводимости.

При наладке влагомера компенсационные емкость C_k и сопротивление R_k выбираются такими, чтобы при незаполненном датчике прибор показывал нуль; при этом все обмотки моста n_a , n_b , n_c , n_d , n'_a , n'_b будут отключены.

Если влажность залитой в датчик нефти находится в пределах 0—9%, то работает только тетрада влагомера, в которую включена лишь цепочка $C'R'$. Включение обмоток $n_a—n_d$ производится до тех пор, пока не наступит состояние равновесия. Работа влагомера при этом будет соответствовать первому отрезку аппроксимации (см. рис. 6-17).

Предположим теперь, что влажность контролируемой нефти находится в пределах 10—19%. На тетраде можно набрать только девять единиц. Поэтому в данном случае для уравнивания придется использовать также обмотку n'_a . Если после набора девяти единиц и заполнения тетрады равновесие не будет достигнуто, то включится обмотка n'_a , соответствующая влажности 10%. Так происходит фиксация первой точки аппроксимации. Кроме того, при этом включается цепочка $C''R''$, происходит изменение образцовой меры и изменение шага уравнивания в соответствии с наклоном второго отрезка аппроксимации (10—20%). В дальнейшем включаются обмотки $n_a—n_d$ и работа влагомера происходит аналогично описанному выше.

Если влажность превышает 20%, то включается обмотка n'_b , а также цепочка $C'''R'''$. Этим фиксируется вторая точка аппроксимации и изменяется шаг уравнивания в соответствии с наклоном третьего отрезка аппроксимации. При уравнивании на третьем отрезке работа тетрады также аналогична описанному выше.

Мы рассмотрели простейшую линеаризирующую мостовую цепь с тесной индуктивной связью, уравниваемую по одному параметру. Очевидно, что аналогичным образом могут быть построены линеаризирующие цепи, уравниваемые по двум параметрам и предназначенные для измерения двух составляющих комплексного сопротивления.

6-9. КВАЗИУРАВНОВЕШЕННЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ

Наряду с уравниваемыми трансформаторными мостами в настоящее время все большее распространение приобретают квазиуравновешенные мосты [Л. 71, 83], построенные с использованием индуктивно связанных плечевых элементов [Л. 72, 79, 80, 89, 93, 118, 122, 138, 139, 145]. Практическая необходимость в таких мостах, обеспечивающих раздельное независимое измерение параметров комплексных сопротивлений, весьма велика, особенно при контроле изделий в условиях массового производства [Л. 79]. Подобно уравниваемым трансформаторным мостам квазиуравновешенные трансформаторные мосты можно также строить как с коммутируемыми витками индуктивно связанных плеч, так и с пассивными мерами переменного значения. Поскольку построение необходимой квазиуравновешенной цепи ныне может быть в значительной степени формализовано [Л. 83, 93, 118, 130, 132—134, 140, 165], то ниже ограничимся рассмотрением лишь одного достаточно характерного примера такого построения, основанного на использовании четырехплечих, двойных и многоплечих трансформаторных мостовых цепей (см. гл. 1). Речь будет идти о квадратурных трансформаторных мостах, в которых для индикации квазиравновесия служит фазочувствительный указатель, включенный в указательную диагональ и использующий напряжение в диагонали питания в качестве опорного, благодаря чему уменьшается шунтирующее действие входных цепей указателя на плечи моста. Эффект раздельного измерения составляющих комплексного сопротивления в рассматриваемых мостах достигается благодаря специальному согласованию сопротивления входного контура указателя квазиравновесия с параметрами элементов собственно измерительной цепи [Л. 118, 142, 143].

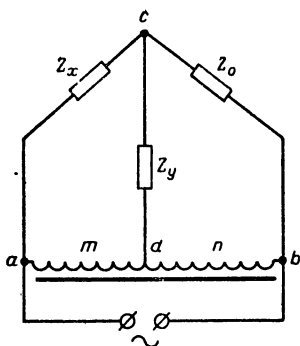


Рис. 6-19.

Рассмотрим сначала квадратные квазиуравновешенные мосты с плечевыми трансформаторами напряжения. Исходная схема такого моста с учетом сопротивления входного контура указателя приведена на рис. 6-19. Используя общие условия осуществимости раздельного измерения реактивной составляющей сопротивления Z_x данной измерительной цепью в заданном квазиуравновешенном состоянии при последовательной схеме замещения Z_x [Л. 134], после несложных

преобразований получим следующее необходимое и достаточное соотношение:

$$\left| \frac{Z_o}{Z_y} \right| = -\sec(\varphi_o - \varphi_y) = \sqrt{1 - \frac{n}{m} (-1)^s \operatorname{ctg} \varphi_o}, \quad (6-35)$$

где $\varphi_o = \arg Z_o$; $\varphi_y = \arg Z_y$; s — целое число.

Так как раздельно измеряемая реактивная составляющая сопротивления Z_x будет определяться некоторым соотношением между величинами $|Z_o|$, m и n , то необходимо исключить зависимость между этими величинами из равенств (6-35). Единственным решением системы уравнений (6-35), удовлетворяющим этому условию, являются величины $\varphi_o = \pm \pi/2$; $\varphi_y = \mp \pi/2$; $|Z_y| = |Z_o|$, что тождественно требованию $Z_y = -Z_o$ при реактивных Z_o и Z_y и приводит к превращению описывающей измерительную цепь функции $\dot{U}_{cd}/\dot{U}_{ab} = f(Z_x)$ дробно-линейного вида в функцию линейного вида. Это превращение является характерным условием осуществимости раздельного измерения реактивных составляющих сопротивления Z_x с помощью квазиуравновешенных мостов рассматриваемого класса (четырехплечих, двойных и многоплечих) и в дальнейшем будет непосредственно использоваться для определения необходимых и достаточных соотношений между Z_y и параметрами собственно измерительной цепи [Л. 118].

Располагая исходной схемой мостовой цепи и условиями (6-35), при которых можно реализовать раздельное измерение реактивной составляющей Z_x , нетрудно построить ряд

конкретных цепей для раздельного измерения емкости или индуктивности. При этом необходимо учитывать, что применяемый в качестве указателя квазиравновесия квадратурный указатель будет реагировать на составляющую \dot{U}_{cd} , синфазную (противофазную) напряжению \dot{U}_{ab} , т. е. на величину, пропорциональную $\operatorname{Re}\left(\frac{\dot{U}_{cd}}{\dot{U}_{ab}}\right)$. Установлению квадратуры между \dot{U}_{cd} и \dot{U}_{ab} будет соответствовать равенство

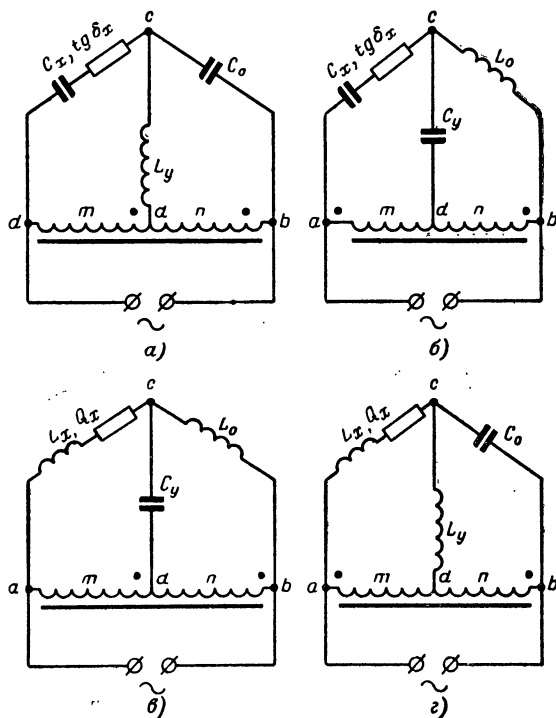


Рис. 6-20.

$\operatorname{Re}\left(\frac{\dot{U}_{cd}}{\dot{U}_{ab}}\right)=0$ (условие квазиравновесия моста). Схемы мостов для раздельного измерения емкости или индуктивности, построенные на базе схемы на рис. 6-19, приведены на рис. 6-20. В табл. 6-2 указаны значения и соотношения параметров этих квазиуравновешенных мостов, характеризующих квадратурой напряжений \dot{U}_{ab} и \dot{U}_{cd} . Интересно отме-

Значения и соотношения параметров квадратурных квазиуравновешенных мостов с индуктивно связанными плечами в диагонали источника питания

Таблица 6-2

Схема моста по рис. 6-20	a	b	б	з
Исследуемое сопротивление Z_x	$X_x (\operatorname{tg} \delta_x - j)$, где $X_x = \frac{1}{\omega C_x}$		$X_x \left(\frac{1}{Q_x} + j \right)$, где $X_x = \omega L_x$	
Сопротивление плеча сравнения Z_0	$-jX_0$, где $X_0 = \frac{1}{\omega C_0}$		jX_0 , где $X_0 = \omega L_0$	$-jX_0$, где $X_0 = \frac{1}{\omega C_0}$
Сопротивление в указательной диагонали Z_y	jX_y , где $X_y = \omega L_y$		$-jX_y$, где $X_y = \frac{1}{\omega C_y}$	jX_y , где $X_y = \omega L_y$
Соотношение между параметрами сопротивлений Z_0 и Z_y	$\omega L_y = \frac{1}{\omega C_0}$		$\omega C_y = \frac{1}{\omega L_0}$	$\omega L_y = \frac{1}{\omega C_0}$
Отношение напряжения неравновесия к напряжению в диагонали питания $\frac{U_{cd}}{U_{ab}}$	$\frac{n}{m} C_0 - C_x + j C_0 \operatorname{tg} \delta_x$ $\left(1 + \frac{n}{m} \right) C_x$	$\frac{1}{\omega^2 L_0} - \frac{m}{n} C_x + j \frac{\operatorname{tg} \delta_x}{\omega^2 L_0}$ $\left(1 + \frac{m}{n} \right) C_x$	$L_x - \frac{m}{n} L_0 + j L_x \left(\frac{1}{Q_x} \right)$ $\left(1 + \frac{m}{n} \right) L_0$	$\frac{m}{n} \left(\frac{1}{\omega^2 C_0} \right) - L_x + j L_x \left(\frac{1}{Q_x} \right)$ $\left(1 + \frac{m}{n} \right) \frac{1}{\omega^2 C_0}$
Значение раздельно измеряемого параметра	$C_x = \frac{n}{m} C_0$	$C_x = \frac{n}{m} \left(\frac{1}{\omega^2 L_0} \right)$	$L_x = \frac{m}{n} L_0$	$L_x = \frac{m}{n} \left(\frac{1}{\omega^2 C_0} \right)$
Значение величины $\operatorname{Im} \left(\frac{U_{cd}}{U_{ab}} \right)$ в момент квазиравновесия моста	$\left(1 + \frac{n}{m} \right)^{-1} \operatorname{tg} \delta_x$ $\left(1 + \frac{n}{m} \right)^{-1} \left(\frac{1}{Q_x} \right)$			

тить, что квадратурная составляющая отношения $\dot{U}_{cd}/\dot{U}_{ab}$ в момент квазиравновесия моста зависит лишь от величин $\operatorname{tg} \delta_x$ или Q_x и может быть использована для их отсчета.

Подобным образом можно построить и квазиуравновешенные мосты с плечевыми компараторами токов. Исходная схема такого моста приведена на рис. 6-21, а,

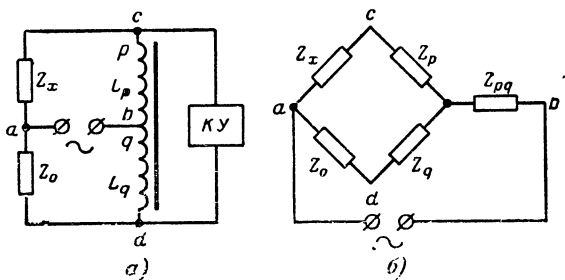


Рис. 6-21.

где KU — квадратурный указатель, опорным напряжением которого служит напряжение в диагонали источника питания (соответствующая связь на рисунке не показана) и сопротивление входной цепи которого равно Z_y . Эквивалентная схема цепи, построенная путем замещения индуктивно связанных плеч согласованной звездой сопротивлений Z_p, Z_q, Z_{pq} (см. § 2-1), представлена на рис. 6-21, б. Нетрудно показать, что условием превращения функции $f(Z_x)$ дробно-линейного вида в функцию линейного вида в данном случае является уравнение

$$Z_o + Z_q + Z_{pq} = 0, \text{ или } Z_o = -(Z_q + Z_{pq}), \quad (6-36)$$

т. е. в отличие от рассмотренного ранее согласования [см. (6-35)] в данном случае уже сами сопротивления индуктивно связанных плеч непосредственно участвуют в согласовании. При этом из условия установления квадратуры между напряжениями \dot{U}_{cd} и \dot{U}_{ab} при раздельном измерении реактивной составляющей сопротивления Z_x следует также требование

$$Z_o = \pm jX_o, \text{ т. е. } |Z_o| = X_o \text{ и } \varphi_o = \pm \frac{\pi}{2}. \quad (6-37)$$

Кроме того, с учетом (6-37) из условия квазиравновесия следует, что при $Z_p/Z_q > 0$ образцовая мера должна быть одного характера с измеряемым параметром, а

при $Z_p/Z_q < 0$ образцовая мера и измеряемый параметр должны быть противоположного характера, т. е.

$$\left. \begin{aligned} \varphi_0 &\geq 0 \text{ при } \arg Z_x \geq 0, \text{ если } Z_p/Z_q > 0; \\ \varphi_0 &\leq 0 \text{ при } \arg Z_x \geq 0, \text{ если } Z_p/Z_q < 0. \end{aligned} \right\} \quad (6-38)$$

Располагая исходной схемой мостовой цепи и условиями (6-36)—(6-38), можно построить ряд конкретных мостов для отдельных измерений емкости и индуктивности. Положим, что плечи с тесной индуктивной связью не имеют потерь. Если пренебречь шунтирующими паразитными емкостями, то сопротивления Z_p , Z_q , Z_{pq} можно представить в виде (2-1); в этом случае $Z_q + Z_{pq} = j\omega L_q$. При этом, следуя условию (6-36), получим: $Z_0 = -j\omega L_q$, т. е. в качестве плеча сравнения должно быть выбрано емкостное сопротивление без потерь $Z_0 = -\frac{j}{\omega C_0}$, причем $\omega C_0 = 1/\omega L_q$, а в соответствии с (6-38) обмотки индуктивно связанных плеч должны быть включены согласно в случае измерения емкости (рис. 6-22,а) и встречно в случае измерения индуктивности (рис. 6-22,б). Можно, однако, воспользоваться рассмотренной в § 2-1 возможностью изменений сопротивлений Z_p , Z_q , Z_{pq} как по величине, так и по характеру при шунтировании согласованной звезды дополнительными сопротивлениями. Если, например, подключить емкость $C_{ш}$ к зажимам звезды db (см. рис. 6-21), то величина $Z_q^* + Z_{pq}^*$ определится из выражения

$$Z_q^* + Z_{pq}^* = \frac{j\omega L_q}{1 - \omega^2 L_q C_{ш}}. \quad (6-39)$$

Аналогично найдем при подключении $C_{ш}$ к зажимам cb :

$$Z_q^* + Z_{pq}^* = \frac{j\omega L_q}{1 - \omega^2 L_p C_{ш}} \quad (6-40)$$

и при подключении к зажимам cd

$$Z_q^* + Z_{pq}^* = \frac{j\omega L_q}{1 - \omega^2 (\sqrt{L_p} \pm \sqrt{L_q})^2 C_{ш}}. \quad (6-41)$$

Из (6-39)—(6-41) видно, что соответственно при $\omega^2 L_q C_{ш} < 1$; $\omega^2 L_p C_{ш} < 1$ или $\omega^2 (\sqrt{L_p} \pm \sqrt{L_q})^2 C_{ш} < 1$ в качестве плеча сравнения по-прежнему должна быть взята емкость C_0 и, следовательно, сохраняется также прежнее

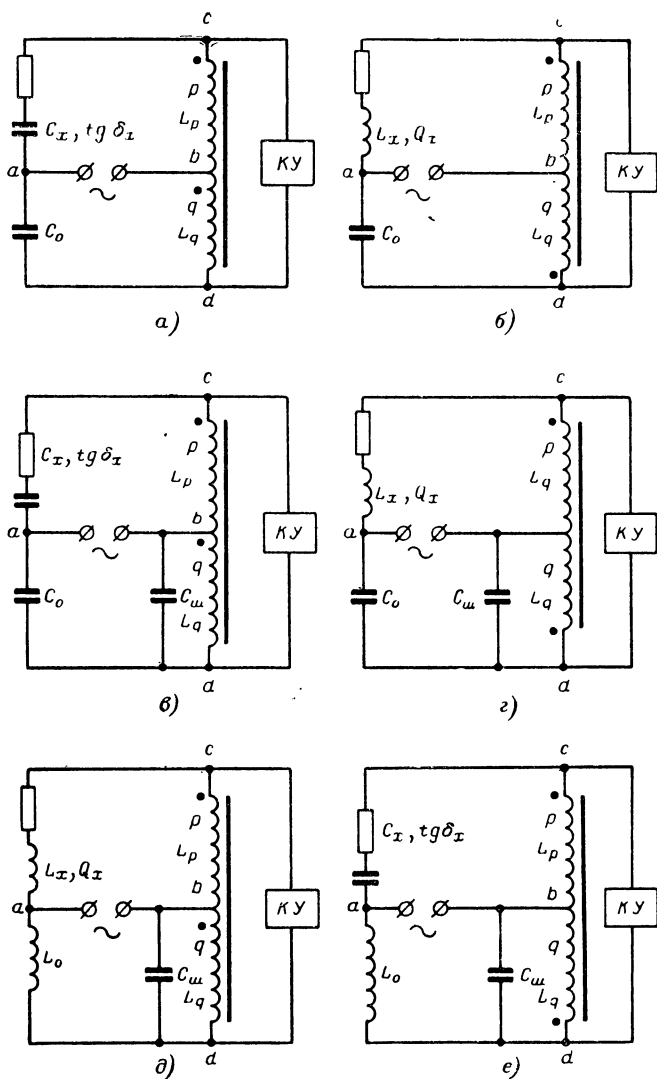


Рис. 6-22.

включение индуктивно связанных плеч (ср., например, рис. 6-22, в и г и 6-22, а и б). Условия согласования, конечно, станут иными, приобретя соответственно вид:

$$\omega L_q = \frac{1}{\omega (C_o + C_m)}; \quad \omega L_q = \frac{1}{\omega \left[C_o + \left(\frac{p}{q} \right)^2 C_m \right]};$$

$$\omega L_q = \frac{1}{\omega \left[C_o + \left(\frac{p}{q} \pm 1 \right)^2 C_m \right]}.$$

При $\omega^2 L_q C_m > 1$; $\omega^2 L_p C_m > 1$ или $\omega^2 (\sqrt{L_p} \pm \sqrt{L_q})^2 C_m > 1$ в качестве плеча сравнения должна быть выбрана идеальная индуктивность L_o , а включение индуктивно связанных плеч должно быть согласным при измерении индуктивности и встречным при измерении емкости¹ (см., например, рис. 6-22, д и е); при этом условия согласования приобретают соответственно вид:

$$L_q = \frac{L_o}{\omega^2 L_o C_m - 1}; \quad L_q = \frac{L_o}{\left(\frac{p}{q} \omega^2 \right) L_o C_m - 1};$$

$$L_q = \frac{L_o}{\left(\frac{p \pm q}{q} \omega \right)^2 L_o C_m - 1}.$$

Отметим, что при квазиравновесии, т. е. при $\operatorname{Re} \left(\frac{U_{cd}}{\dot{U}_{ab}} \right) = 0$, во всех мостах (рис. 6-22), измеряющих емкость, имеем:

$$C_x = \frac{q}{p} C_o \quad \text{или} \quad C_x = \frac{q}{p} \left(\frac{1}{\omega^2 L_o} \right);$$

$$\operatorname{Im} \left(\frac{\dot{U}_{cd}}{\dot{U}_{ab}} \right) = \left(1 + \frac{q}{p} \right) \operatorname{tg} \delta_x,$$

а в мостах, измеряющих индуктивность,

$$L_x = \frac{p}{q} L_o \quad \text{или} \quad L_x = \frac{p}{q} \left(\frac{1}{\omega^2 C_o} \right);$$

$$\operatorname{Im} \left(\frac{\dot{U}_{cd}}{\dot{U}_{ab}} \right) = \left(1 + \frac{q}{p} \right) \frac{1}{Q_x}.$$

¹ Очевидно, что в любом случае, когда измеряемые (C_x , L_x) и образцовые (C_o , L_o) параметры однородны, обмотки p и q включаются согласно, а когда они неоднородны, обмотки включаются встречно, как это имеет место и в случае соответствующих четырехплечих уравновешенных цепей (см. § 1-3).

Укажем теперь на некоторые особенности согласования сопротивления Z_y и параметров собственно измерительной цепи в случае двойных трансформаторных мостов для раздельного измерения емкости или индуктивности. Прежде всего заметим, что на основе схем на рис. 1-11, а и б при $Z_1 = Z_x$ и $Z_2 = Z_o$ такие квадратурные мосты могут быть построены при выполнении условий (6-36) и (6-37).

Рассматривая наиболее гибкие (см. § 1-4) двойные трансформаторные мосты с трехобмоточными плечевым компаратором токов и трансформатором напряжения (см. рис. 1-9 и 1-12), удобно для нахождения условий осуществимости раздельного измерения емкости и индуктивности при квазиравновесии, характеризуемом квадратурой между напряжениями на входе и выходе моста, воспользоваться обобщенной схемой двойного моста с трехобмоточными компаратором и трансформатором, приведенной на рис. 6-23. На этой схеме Z_r , Z_m , Z_n , Z_p , Z_q и Z_d — собственные сопротивления генераторной, плечевых и детекторной обмоток трансформатора напряжения и компаратора токов, а Z_{rm} , Z_{rn} , Z_{mn} , Z_{rp} , Z_{rq} и Z_{pq} — соответствующие взаимные сопротивления обмоток (без учета паразитных емкостей, шунтирующих обмотки). Очевидно, что из данной схемы легко полу-

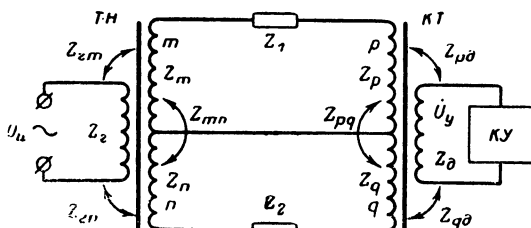


Рис. 6-23.

чить любую из схем, приведенных на рис. 1-9 и 1-12. Поэтому, произведя анализ обобщенной схемы двойного моста (рис. 6-23), можно результаты его распространить на каждую из указанных выше цепей в отдельности.

Приняв на схеме на рис. 6-23 $Z_1 = Z_x$ и $Z_2 = Z_o$, используя рассмотренные в § 2-1 приемы анализа мостовых цепей с многообмоточными трансформаторами и полагая при этом, что активные сопротивления проводов

обмоток обоих трансформаторов пренебрежимо малы, а взаимные сопротивления между обмотками удовлетворяют условию $Z_{ik} = \sqrt{Z_i Z_k}$, после принципиально несложных, хотя и громоздких вычислений найдем следующие выражения функции $f(Z_x) = \dot{U}_y / \dot{U}_n$ [Л. 118]:

для одинакового включения плечевых обмоток на обоих трансформаторах (все согласно или все встречно), когда необходимо сравнивать разные по характеру образцовое и исследуемое сопротивления,

$$\frac{\dot{U}_y}{\dot{U}_n} = \frac{(Z_{r_n} Z_{q_d} Z_x + Z_{r_m} Z_{p_d} Z_0) Z_y}{Z_r [(Z_q Z_y + Z_y Z_0 + Z_0 Z_d) Z_x + Z_p Z_0 Z_y]};$$

в случае сравнения одинаковых по характеру сопротивлений, когда одна пара плечевых обмоток включается встречно, а другая — согласно независимо от того, на каком трансформаторе это выполняют,

$$\frac{\dot{U}_y}{\dot{U}_n} = \frac{(Z_{r_n} Z_{q_d} Z_x - Z_{r_m} Z_{p_d} Z_0) Z_y}{Z_r [(Z_q Z_y + Z_y Z_0 + Z_0 Z_d) Z_x + Z_p Z_0 Z_y]}.$$

При этом условии согласования Z_y и параметров собственно мостовой цепи, при котором рассматриваемая мостовая цепь обеспечивает возможность раздельного измерения реактивной составляющей комплексного сопротивления Z_x , в общем случае имеет вид:

$$Z_q Z_y + Z_y Z_0 + Z_0 Z_d = 0,$$

а из условия установления квадратуры между напряжениями \dot{U}_y и \dot{U}_n при измерении реактивной составляющей сопротивления Z_x следует требование (6-37).

Таким образом, для рассматриваемой мостовой цепи согласованию с Z_y подлежат образцовое сопротивление плеча сравнения Z_0 , сопротивление Z_q обмотки q компаратора токов и сопротивление Z_d выходной обмотки последнего.

Остановимся, наконец, на возможностях использования многоплечих трансформаторных мостов для раздельного измерения реактивной составляющей сопротивления Z_x . В качестве примера рассмотрим мосты, в которых используется несколько образцовых элементов, подключенных к различным отводам трансформатора напряжения и компаратора токов (см. § 1-5). Не приводя подробных выкладок, укажем, что для мостов с двумя образцовыми элементами, показанных на рис. 6-24, при тесной индуктивной связи обмоток ТН и КТ условие

Здесь Z_{qi} — собственное сопротивление обмотки q_i , а величина $\frac{1}{Z_{oj}} \left(\frac{q_j}{q_i} \right)^2$ представляет собой приведенную к обмотке q_i проводимость образцового сопротивления Z_{oj} , где $1 < j < l$ и $1 \leq i \leq l$.

Следовательно, для случая, когда в мостовой цепи имеется возможность (целесообразность) использования нескольких образцовых элементов, раздельное измерение реактивной составляющей сопротивления Z_x можно обеспечить, если на частоте измерения собственное сопротивление любой из обмоток компаратора токов равно по величине и противоположно по знаку величине обратной сумме проводимостей других образцовых элементов, в том числе входной проводимости указателя, приведенных к этой обмотке.

Например, при раздельном измерении емкости при емкостных образцовых элементах и емкостном входном сопротивлении указателя необходимо обеспечить выполнение следующего условия согласования:

$$\omega L_{q1} = \frac{1}{\omega} \left[C_{o1} + C_{o2} \left(\frac{q_2}{q_1} \right)^2 + \dots \right. \\ \left. \dots + C_{ol} \left(\frac{q_l}{q_1} \right)^2 + C_y \left(\frac{\omega_y}{q_1} \right)^2 \right]^{-1},$$

а при $q_1 = q_2 = \dots = q_l = \omega_y$, что соответствует случаю, когда все образцовые емкости подключены к обмотке q_1 :

$$\omega L_{q1} = \frac{1}{\omega (C_{o1} + C_{o2} + \dots + C_{ol} + C_y)}.$$

Исследование погрешностей рассмотренных выше квазиуравновешенных трансформаторных измерительных мостов показало [Л. 118, 122], что идея соответствующего согласования параметров мостовой цепи и указателя с целью обеспечения повышенной точности раздельного измерения не теряет своего значения и тогда, когда характеристики согласуемых параметров существенно отличаются от идеальных.

При построении мостов очень важно, чтобы в них существовало однозначное соответствие между показанием указателя и необходимым направлением изменения уравновешивающего параметра. Нарушение по каким-либо причинам этого соответствия приводит к значительному увеличению времени уравновешивания моста вручную и

невозможности уравновесить мост автоматически. Исследования показали [Л. 118—120], что в любых трансформаторных измерительных мостах с фазочувствительными детекторами, в том числе в квазиуравновешенных мостах с фазочувствительными квадратурными указателями, может иметь место указанное выше нарушение однозначности между показанием детектора и необходимым направлением изменения уравновешивающего параметра. С целью исключения этой неоднозначности достаточно для цепи с реальными параметрами выполнить указанные нами условия, направленные на повышение точности раздельного измерения емкости или индуктивности.

Уравновешивание рассмотренных в настоящем параграфе квадратурных квазиуравновешенных мостов путем коммутации витков индуктивно связанных плеч является наиболее целесообразным. Уравновешивание цепей изменением образцовых мер емкости или индуктивности, помимо других обычных неудобств (см. § 6-1), в данном случае потребовало бы одновременного изменения согласуемых параметров цепи.

При использовании одного плеча сравнения необходимая дискретность уравновешивания моста и отсчета измеряемой величины может быть достигнута путем использования многодекадных или многотетрадных измерительных трансформаторов (см. § 4-3—4-5), подключаемых либо к плечам основного трансформатора напряжения, либо к плечу компаратора токов со стороны исследуемого объекта. Для примера на рис. 6-25 приведены схемы квадратурных квазиуравновешенных мостов для измерения емкости и индуктивности, в которых для получения малого шага изменения уравновешивающего параметра применены многодекадный измерительный трансформатор напряжения с каскадным включением индуктивно связанных декад (рис. 6-25,а) и один из вариантов (см. § 4-5) многодекадного (многотетрадного) измерительного трансформатора напряжения с комбинированным включением индуктивно связанных декад (тетрад) и обратной коммутацией витков (рис. 6-25,б).

При наличии в мосте нескольких плеч сравнения также наиболее целесообразно производить уравновешивание цепи при помощи коммутации витков индуктивно связанных плеч, в данном случае в соответствии с принципом, рассмотренным в § 1-5 (см.рис. 1-13).

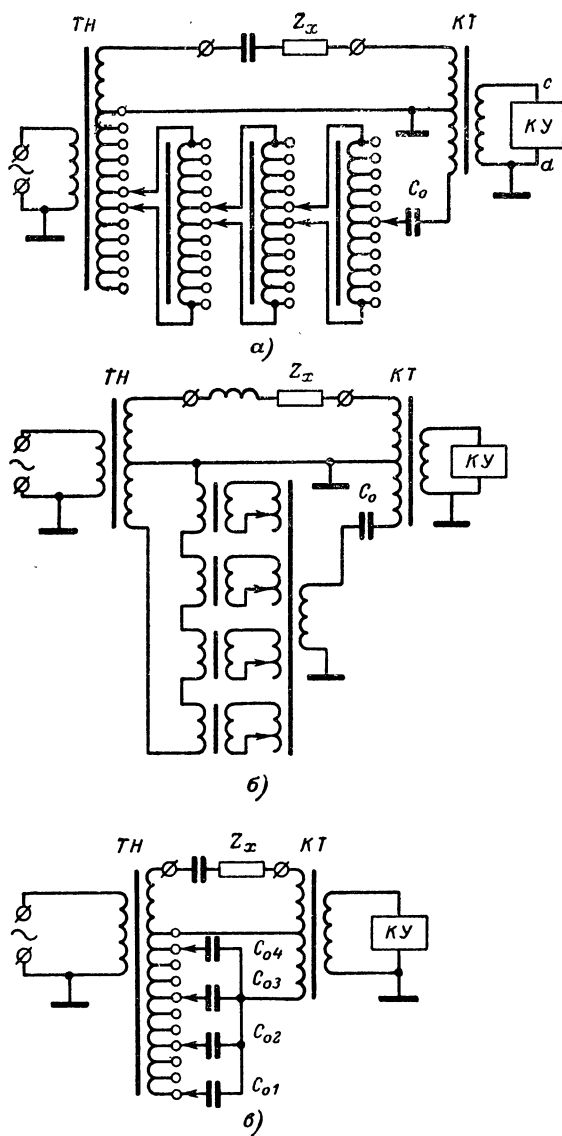


Рис. 6-25.

Именно такое уравнивание цепи используется в высокопроизводительном квазиуравновешенном мосте повышенной точности (класса 0,1) для измерения в производственных условиях емкости конденсаторов независимо от их тангенса угла потерь [Л. 145]. Измерительная цепь моста представлена в упрощенном виде на рис. 6-25,в. В качестве образцовых мер в мостовой цепи используются три постоянные C_{01} , C_{02} , C_{03} и одна переменная C_{04} емкости без потерь. Переменный образцовый конденсатор подключен постоянно к одному из отводов обмотки трансформатора напряжения. Согласуемыми элементами в данной цепи являются образцовые емкости C_{01} , C_{02} , C_{03} , C_{04} и параметры соединенной с ними обмотки компаратора токов, которая остается неизменной для всех диапазонов измеряемых емкостей. Уравнивание цепи производится переключением емкостей C_{01} , C_{02} , C_{03} к отводам обмотки плечевого трансформатора напряжения и изменением величины емкости C_{04} . Подробное описание указанного квазиуравновешенного моста можно найти в [Л. 118, 145]. Здесь укажем только, что прибор имеет следующие технические характеристики:

диапазон измеряемых емкостей составляет от 100 до 100 000 $nф$;

частота, на которой производятся измерения, равна 10 $кГц$;

погрешность измерений емкости не превышает $\pm (0,001C_x + 0,5 \text{ } nф)$, если $\text{tg } \delta_x$ исследуемого конденсатора не превышает 0,05;

производительность прибора составляет $(2 \div 3) \cdot 10^3$ измерений за 7 ч.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ МОСТЫ С УРАВНОВЕШИВАЮЩИМИ РЕЗИСТИВНО-ЕМКОСТНЫМИ МЕРАМИ ПЕРЕМЕННОГО ЗНАЧЕНИЯ

Использование для уравнивания цепи пассивных образцовых мер, значения параметров которых изменяются плавно (реохорды, конденсаторы переменной емкости, вариометры) или дискретно (магазины сопротивлений, емкостей, индуктивностей), в течение продолжитель-

ного времени представляло собой единственный способ построения трансформаторных измерительных мостов. Именно на данной основе впервые были экспериментально подтверждены высокие метрологические качества трансформаторных мостов. Вполне естественно, что в связи с установленной возможностью построения трансформаторных мостов, уравниваемых путем коммутации витков индуктивно связанных плеч (см. гл. 6), область целесообразного использования трансформаторных мостов с уравниванием лишь при помощи пассивных мер переменного значения стала несколько уже. Тем не менее при проведении метрологических измерений очень малых емкостей, активных сопротивлений и индуктивностей трансформаторные измерительные мосты с уравнивающими пассивными мерами переменного значения, главным образом резистивно-емкостными, не теряют своего большого практического значения. Наряду с этим такие мосты (с плавно изменяемыми значениями пассивных мер) все эффективнее находят применение при аналоговых измерениях различных неэлектрических величин, область которых непрерывно расширяется.

Необходимо подчеркнуть, что эффективность применения трансформаторных мостов для измерений малых емкостей, активных сопротивлений, индуктивностей и неэлектрических величин вытекает из присущей этим мостам принципиальной возможности удобного и точного измерения частных сопротивлений и сопротивлений двухполюсников при четырехзажимном включении (см. § 1-3—1-5 и 2-5), позволившей строить датчики комплексного сопротивления (емкостные, индуктивные и резистивные), основываясь на положительном опыте создания и использования трехзажимных мер емкости и измерения низкоомных сопротивлений на постоянном токе. Как известно [Л. 16, 17, 47, 50, 146], использование трехэлектродных систем позволило создать образцовые конденсаторы с исключительно малыми активными потерями, а также с исключительно малым значением переменной прямой (рабочей) емкости, изменяемой в диапазоне от 1 до $0,0001 \text{ нф}$ и воспроизводимой с погрешностью порядка $0,001\%$. Аналогичным образом оказалось удобным строить и трехэлектродные датчики комплексного сопротивления. Схематически конструкция трехэлектродного образцового конденсатора или трехэлек-

трехэлектродного емкостного датчика представлена на рис. 7-1, а, а ее эквивалентная электрическая схема изображена на рис. 7-1, б. Прямая емкость C_{12} , образованная полем между электродами 1 и 2, является основной емкостью меры или датчика, характеризующей свойство межэлектродной среды. Значения прямой емкости не зависят от значений частичных емкостей C_{13} и C_{23} , которые образованы электрическими полями между экраном и первым и вторым электродами, а также полями между центральными проводниками соединительных кабелей и их экранирующими оболочками. Благодаря тому, что трансформаторные

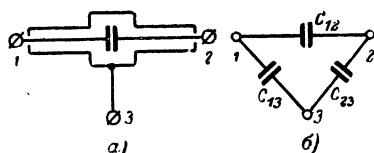


Рис. 7-1.

измерительные мосты позволяют измерять частичные проводимости трехэлектродных систем, во много раз меньшие паразитных частичных проводимостей (см. § 2-5), измерение прямой емкости емкостного датчика или использование как образцовой величины прямой емкости трехэлектродной меры возможно при значениях C_{12} , намного меньших, чем значения C_{13} и C_{23} . Использование трехэлектродных систем оказывается не менее эффективным и в случае больших сопротивлений или индуктивностей мер или датчиков [Л. 146], когда любые утечки на землю могут внести очень большие погрешности. Для определенности укажем также, что в случае использования низкоомных мер и датчиков комплексного сопротивления их четырехпроводное включение в измерительную цепь (рис. 7-2) производится, как и на постоянном токе, при помощи двух токовых соединительных линий 11' и 22', обеспечивающих подачу измерительного тока на основное (рабочее) сопротивление Z_{12} , и двух потенциальных линий 13 и 24,

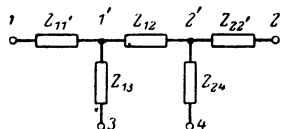


Рис. 7-2.

служащих для подключения низкоомного объекта к участку измерительной цепи, ток в котором во много раз меньше измерительного тока.

Переходя непосредственно к примерам построения реальных схем трансформаторных измерительных мостов с уравниванием при помощи пассивных мер пере-

менного значения, дадим характеристику в основном комплексу разработанной под руководством одного из авторов метрологической аппаратуры, позволившей решить ряд важных задач прецизионных измерений емкости, индуктивности и активного сопротивления в широком диапазоне значений и частот. Важной особенностью рассматриваемых ниже трансформаторных мостов с уравнивающими резистивно-емкостными мерами переменного значения является некоторая их конструктивная специфика, которой, естественно, также уделено соответствующее внимание. С другими разработанными под руководством авторов трансформаторными мостами, уравниваемыми при помощи пассивных мер переменного значения, предназначенными для измерений при проведении научных экспериментов или высокопроизводительного производственного контроля, можно ознакомиться, например, в [Л. 8—11, 24, 79, 80, 89, 138, 139].

7-1. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ ЕМКОСТЕЙ

К очень малым емкостям конденсаторов обычно относят емкости меньшие 10 пф . В зависимости же от особенностей исследуемых объектов емкости датчиков могут равняться сотым и тысячным долям пикофарады, а представляющие интерес их приращения могут составлять в предельном случае миллионные доли пикофарады. Сравнительно недавно большинство исследователей и метрологов сомневались в возможности измерения столь малых величин, однако в результате ряда работ, проведенных в СССР в 1952—1955 гг., в Австралии, США и Канаде в 1956—1958 гг. [Л. 46, 236], такая возможность была экспериментально доказана.

В 1952—1955 гг. в Новосибирском Государственном институте мер и измерительных приборов был разработан и создан исходный для СССР набор образцовых мер малой емкости со значениями от $0,0001$ до 10 пф [Л. 46], воспроизводящий единицу емкости с погрешностью $0,001\%$. При выполнении этой работы был создан специальный мост-компаратор с использованием плечевых элементов с тесной индуктивной связью. Исследования свойств моста-компаратора дали весьма интересные и ценные научные результаты, подтвердившие полную пригодность мостов с тесной индуктивной связью для проведения самых точных исследований.

Внешний вид моста-компаратора типа ММЕ-1 представлен на рис. 7-3. Принципиальная схема моста приведена на рис. 7-4. Основным узлом моста является делитель напряжения, состоящий из двух плечевых элементов 7. Каждый из них имеет кольцевой сердечник из ленточного пермаллоя, на который нанесены обмотки, выполненные мультифилярным кабелем. Каждая из 20 секций делителя выполнена из трех проводов, соединенных

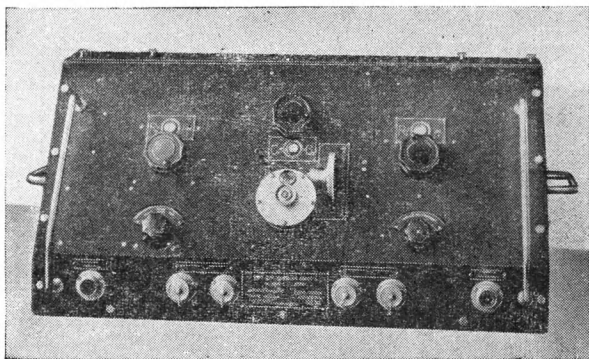


Рис. 7-3.

параллельно. Делитель напряжения (см. рис. 4-3) позволяет с помощью переключателя 1 получать любое из следующих отношений плеч: $100:1$, $10:1$, $1:1$, $1:10$ и $1:100$.

Предварительное уравнивание моста производится дифференциальным конденсатором 2, емкость которого изменяется путем перемещения экранирующего диска, укрепленного на оси червячной шестерни. Уравнивание моста по активной составляющей производится при помощи магазина сопротивлений 6, потенциометра 4, сопротивления 3 и угольного реостата 5, используемого для тонкой регулировки.

Описываемый мост-компаратор создавался главным образом для измерения емкостей, однако он позволяет измерять и активные проводимости до $0,5$ мксим на частотах до $10\,000$ гц. Разрешающая способность прибора равна $(0,5 \div 1) \cdot 10^{-6}$ нф. В качестве образцовых мер применены конденсаторы, подобные описанным в [Л. 46, 47, 50]. Мост позволяет измерять емкости от $0,0001$ до $1\,000$ нф на частотах до $10\,000$ гц.

На основе рассмотренного моста впоследствии был разработан прибор для измерения межэлектродных емкостей радиоламп типа Е-8-1, схема которого представлена на рис. 7-5.

Плечевой узел моста непосредственно входит в колебательный контур генератора; этим достигнуто значи-

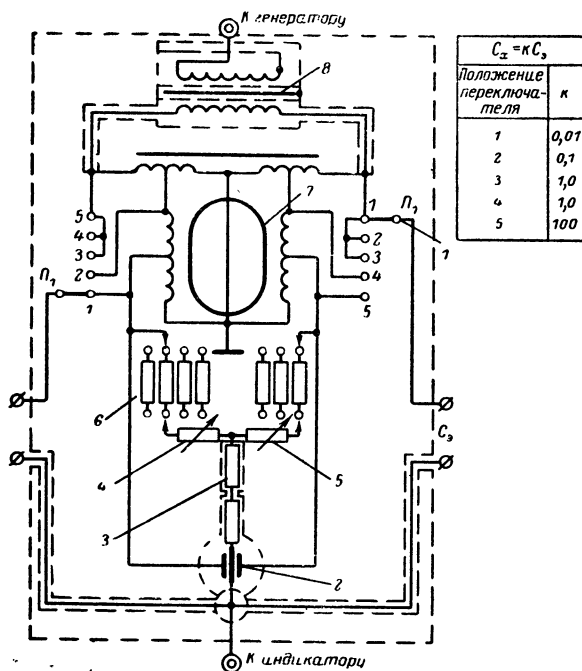


Рис. 7-4.

тельное упрощение цепей последнего с обеспечением необходимой стабильности частоты. Плечевые элементы имеют сердечники из карбонильного железа, на которые нанесена волновая бифилярная намотка (см. § 3-3).

Прибор имеет диапазон измеряемых емкостей от 0,0001 до 50 $n\phi$, который обеспечивается переменным образцовым конденсатором с максимальной емкостью 0,5 $n\phi$ и индуктивным делителем напряжения с пятью различными отношениями плеч. Погрешность измерений емкости составляет 1—2%.

Опыт, полученный при разработке описанных двух приборов, позволил создать более совершенный мост ти-

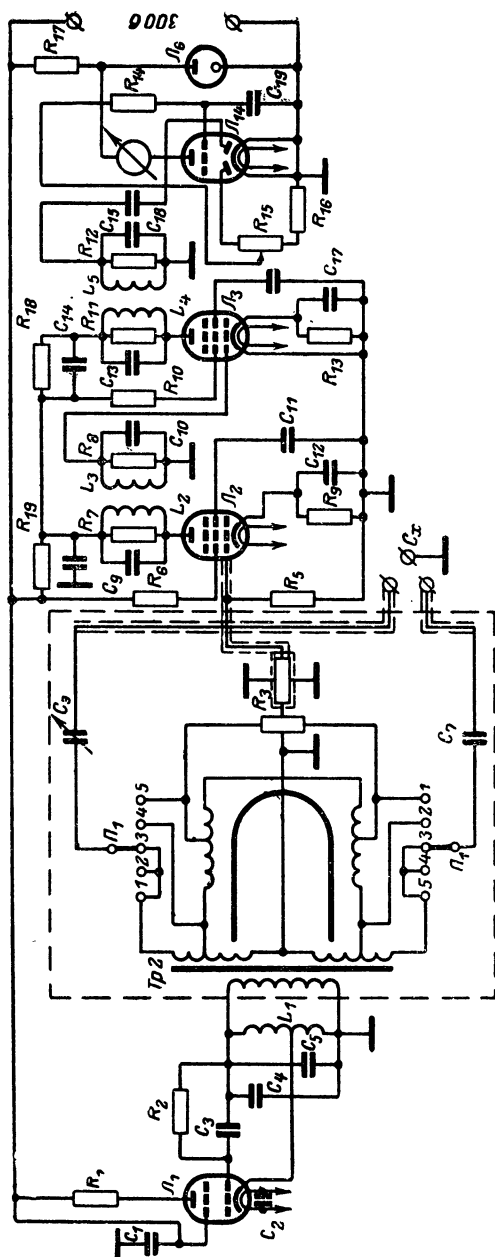


РИС. 7-5.

па «ПИКО», принципиальная схема которого изображена на рис. 7-6. Мост имеет трансформаторный узел, выполненный на кольцевом сердечнике из ленточного 78%-го пермаллоя. Плечевые обмотки выполнены по методике, описанной в § 3-3. Трансформаторный узел имеет дополнительную четвертую компенсирующую обмотку (см. § 3-5), обеспечивающую строгую симметрию

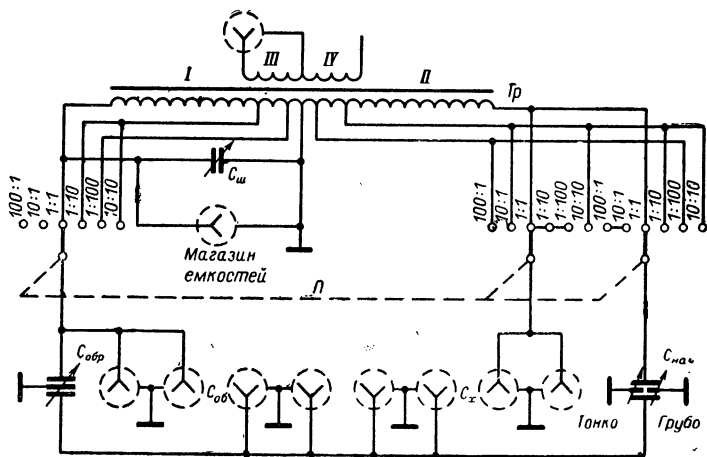


Рис. 7-6.

межобмоточных емкостей в диапазоне частот 40 гц — 400 кгц. Образцовый конденсатор имеет диапазон изменений емкости от 0,0009 до 0,125 пф. Он содержит два дисковых электрода, между которыми вращательным движением вводится третий, экранирующий, электрод, роль которого выполняет винт стандартного микрометра. Отсчет емкости производится по нониусу и барабану микрометра. Применение для отсчета емкости конденсатора шкалы микрометра позволило значительно понизить отсчетную погрешность, так как на 2 500 делений шкалы микрометра приходится всего 0,125 пф.

Поперечное сечение конденсатора изображено на рис. 7-7. Он состоит из корпуса 5, в котором имеется отверстие для запрессовки в него микрометра 6. Для установки электродов в корпусе выточены две соосные полости 4 с резьбой по их цилиндрическим образующим. В полости ввертываются кольца 1, на которых с помощью изоляторов 2 укреплены дисковые электроды 3.

Путем вращения можно сблизить электроды и достичь соответствия между емкостью конденсатора и показанием шкалы микрометра.

Настройка моста по активной составляющей производится при помощи шунтирования одного из его плеч емкостью $C_{ш}$.

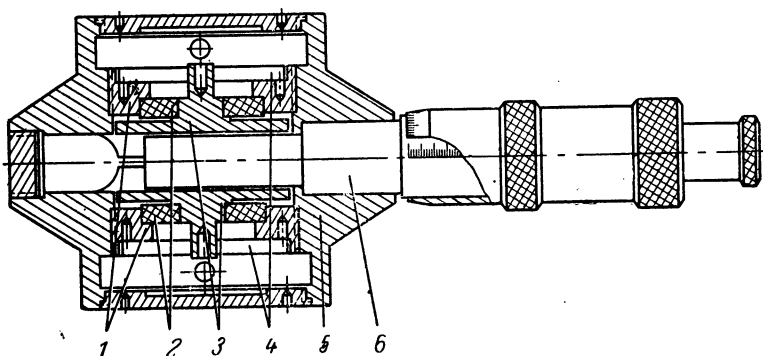


Рис. 7-7.

Внешний вид моста изображен на рис. 7-8.

Исследование нескольких экземпляров моста показало, что любые плечевые отношения у них выдержаны с погрешностью, меньшей 10^{-5} . Чувствительность моста «ПИКО» находится на уровне $0,5 \cdot 10^{-7}$ нф. Он позволяет

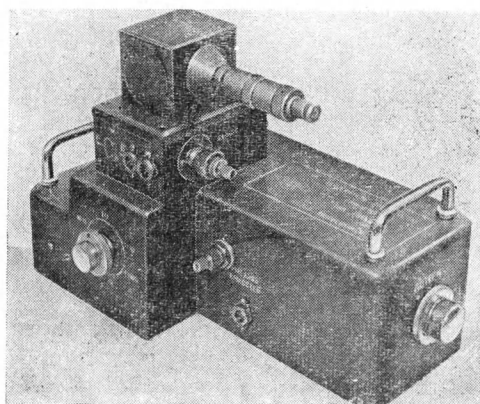


Рис. 7-8.

измерять емкости от 0,0001 до 10 $n\phi$ с погрешностью $\pm 0,02\%$. Эта погрешность определяется в основном наличием краевого эффекта при малых (меньше 5 мм) расстояниях между пластинами конденсаторов, который делает характеристику конденсатора нелинейной. В мосте «ПИКО» имеются дополнительные разъемы для подключения внешних образцовых мер. С этими мерами мостом можно измерять емкости до 1 000 $n\phi$ по методу замещения. Погрешность таких измерений не превышает 10^{-5} .

В заключение отметим, что особо значительные перспективы точного измерения малых емкостей при помощи трансформаторных мостов с пассивными мерами переменного значения открылись в связи с разработкой расчетных конденсаторов с перекрестной емкостью [Л. 54, 58, 209], позволяющих воспроизводить единицу емкости с погрешностью около 10^{-6} , что более чем на порядок превосходит точность воспроизведения единицы емкости по расчетной катушке индуктивности. Не имея возможности остановиться на этом подробно, укажем, что один из возможных вариантов удобного в эксплуатации широкодиапазонного прецизионного трансформаторного измерителя емкости, основанного на применении переносного образцового конденсатора с расчетной емкостью [Л. 54] и двойной трансформаторной мостовой цепи со специальным устройством для учета влияния температуры, давления и влажности воздуха, предложен в [Л. 53], где рассмотрена также детально конструкция используемого образцового конденсатора с перекрестной емкостью. Очевидно, что использование в трансформаторных мостах конденсаторов с перекрестной емкостью позволяет значительно повысить точность измерений не только емкостей, но также индуктивностей и активных сопротивлений.

7-2. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ МАЛЫХ АКТИВНЫХ СОПРОТИВЛЕНИЙ И ИНДУКТИВНОСТЕЙ

Освоение методики и создание аппаратуры для измерения малых и сверхмалых активных сопротивлений и индуктивностей на частотах 50 $гц$ — 100 $кц$ в настоящее время имеют исключительно большое значение. В первых работах, посвященных этому вопросу, использова-

лась обычная схема двойного моста переменного тока, представленная на рис. 7-9, позволяющая измерять параметры четырехзажимных комплексных сопротивлений (впервые такой мост был использован еще Шерингом

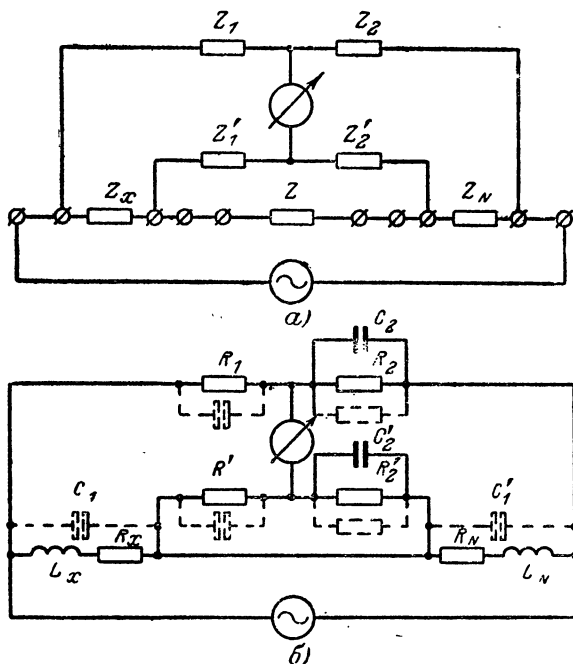


Рис. 7-9.

в 1917 г.). Условие равновесия этого моста имеет вид:

$$Z_x = \frac{Z_1}{Z_2} Z_N + d, \quad (7-1)$$

где

$$d = \frac{ZZ'_2}{Z'_1 + Z'_2 + Z} \left(\frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z'_1}{Z'_2} \right) \quad (7-2)$$

— поправочный член.

Так как вычислить d трудно, то путем снижения значений Z и $\frac{Z_1}{Z_2} - \frac{Z'_1}{Z'_2}$ стремятся сделать его по возможности меньшим, чтобы им можно было пренебречь. На основе данной схемы в Новосибирском Государственном институте мер и измерительных приборов

был создан мост для измерения малых активных сопротивлений, в котором главный источник погрешности — сопротивление перемычки Z в значительной мере понижено при помощи специально разработанного трансформаторного узла с объемным витком, представленного на рис. 7-10 [Л. 56].

Указанный трансформаторный узел, успешно примененный и в разработанном несколько позднее трансформаторном мосте для измерения малых активных сопротивлений и индуктивностей, включает широкодиапазонный трансформатор тока, вторичной обмоткой которого, охватывающей первичную обмотку 1, служат корпус 2 и центральный электрод 3. Между этим электродом и электродом-перемычкой 5 смонтировано образцовое сопротивление 8. К перемычке, заканчивающейся зажимами 6 и 7, подключается испытываемое сопротивление Z_x . Весь узел укреплен на плате 3 и изоляторе 4.

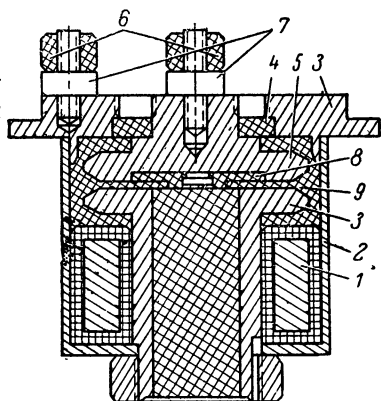


Рис. 7-10.

Ввиду малых геометрических размеров перемычки между 5 и 7 (высота ее менее 15 мм) и ее коаксиальной конструкции остаточная индуктивность и сопротивление перемычки, образующие Z , пренебрежимо малы. Трансформатор тока подобной конструкции позволяет получить в диапазоне частот 50—20 000 гц ток до 20 а. Этим трансформатор выгодно отличается от ранее известных конструкций, требовавших применения больших усилителей мощности. Образцовое сопротивление $Z_N = R_N$, смонтированное в узле 8, выполнено из нескольких параллельно включенных сопротивлений (рис. 7-11, в), каждое из которых изготовлено из манганиновой фольги (рис. 7-11, а и б). Сопротивление имеет бифилярно-радиальную конструкцию. От каждого сопротивления имеется индивидуальная пара потенциальных ПП и токовых ТТ выводов. Потенциальные выводы от всех сопротивлений соединены в две группы, которые включаются в цепь моста.

Толщина фольги, из которой выполнены сопротивления R_N , равна 0,05 мм, поэтому влияние поверхностного эффекта при рабочих частотах пренебрежимо мало. Эффективное изменение сопротивления R_N при 20 кГц по сравнению с его сопротивлением на постоянном токе не превышает 0,01 %.

Двойной мост, созданный в НГИМИП, содержит четыре указанных трансформаторных узла, имеющих встроенные образцовые сопротивления со значениями 0,001; 0,01; 0,1 и 1 ом. В зависимости от значения измеряемого активного сопротивления R_x в цепь включается

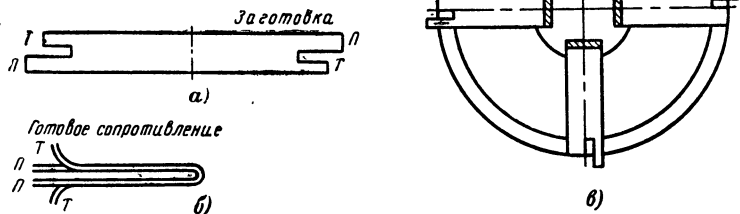


Рис. 7-11.

один из блоков. Исследования показали, что в диапазоне частот до 20 кГц мост имеет погрешность 0,04 %¹ для диапазона измеряемых сопротивлений от 1,0 до 0,1 ом, 0,04—0,1 %¹ для диапазона от 0,1 до 0,01 ом и 0,1—0,5 %¹ для диапазона от 0,01 до 0,001 ом. Однако при дальнейшем уменьшении значений измеряемой величины или повышении рабочей частоты из-за влияния остаточного сопротивления перемычки Z и суммарного действия остаточных параметров спаренных плеч отношения погрешность измерений активных сопротивлений с помощью двойного моста резко возрастает.

Задача уменьшения погрешности измерений малых активных сопротивлений при более высоких частотах, а также измерения малых индуктивностей была решена путем создания аппаратуры на основе многоплечего трансформаторного моста (см. § 1-5), схема которого представлена на рис. 7-12. В аппаратуре использованы без изменений рассмотренные выше (см. рис. 7-10 и 7-11) сильноточные блоки, включающие трансформатор

тока с объемным вторичным витком, сопротивления R_N и клеммы для подключения измеряемого сопротивления Z_x . Новым элементом цепи является компаратор токов. Он имеет три обмотки с тесной электромагнитной связью. При выполнении условий

$$R_x = \frac{qR_2}{pR_1} R_N; \quad (7-3)$$

$$L_x = \frac{q}{p} R_2 C_1 R_N \quad (7-4)$$

магнитный поток в сердечнике равен нулю и напряжение в индикаторной обмотке отсутствует. Как видно из рассмотрения схемы и выражений (7-3) и (7-4), значение сопротивления перемычки Z не влияет на условия равновесия моста.

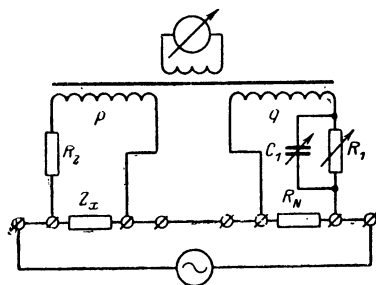


Рис. 7-12.

В выражениях (7-3) и (7-4) в R_2 и R_1 входят значения сопротивлений обмоток R_p и R_q . Они изменяются с изменением рабочей частоты из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. Это необходимо учитывать при точных измерениях. Изготавливая обмотки из литцендрата, можно в значи-

тельной мере стабилизировать значения R_p и R_q во всем рабочем диапазоне частот.

Пределы измерений моста по активной составляющей равны 0,001—10 ом, по реактивной составляющей 10^{-9} — 10^{-3} гн. Диапазон рабочих частот составляет 1—100 кГц. Погрешность измерений по активной составляющей равна $\pm (0,1 \div 1) \%$, по реактивной составляющей $\pm (0,5 \div 5) \% \pm 10^{-10}$ гн. Полная схема измерительной цепи приведена на рис. 7-13. Условие равновесия данной цепи в общем случае с учетом остаточных параметров плечевого узла имеет вид:

$$Z_x = \left(\frac{q}{p} \right) \frac{Z_2 + Z_p}{Z_1 + Z_q} R_N,$$

где $Z_p = R_p + j\omega L_{sp}$ и $Z_q = R_q + j\omega L_{sq}$ — последовательные полные остаточные сопротивления плечевых обмоток.

[illegible]

вается на погрешности измерений активной составляющей, которую можно найти по формуле

$$R_x = \frac{qR_2}{pR_1} R_N [1 - \omega Q_x (\tau_N + \tau_1)],$$

Рассмотренный выше прибор имеет четыре предела измерений. На каждом пределе используются отдельные

трансформаторные узлы и токовые клеммы для подключения исследуемой катушки. Отсчетным элементом по активной составляющей является магазин активной проводимости из пленочных сопротивлений, который состоит из пяти декад и может изменять значение проводимости в пределах $0,1 \text{ сим} — 0,001 \text{ мсим}$. Уравновешивание моста по реактивной составляющей производится магазином емкости до $10\,000 \text{ пф}$, встроенным в мост, или любым внешним магазином, который подключается к клеммам моста.

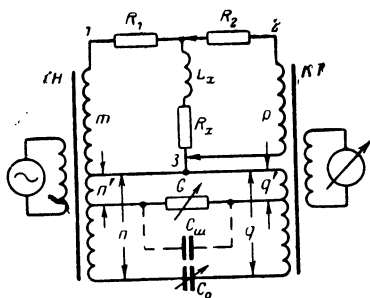


Рис. 7-14.

Для обеспечения аттестации образцовых катушек малой индуктивности А. Мамоновым разработан был измерительный мост, являющийся сочетанием Т-образной цепи с плечевыми элементами, имеющими тесную индуктивную связь. Такое сочетание позволило объеди-

нить в одном приборе наиболее полезные свойства этих измерительных цепей и дало возможность при измерении малых индуктивностей уравновешивать мост изменением емкости образцового конденсатора. Схема моста изображена на рис. 7-14. Компаратор токов KT выполнен на двух сердечниках с коаксиальным витком связи; плечи p и q имеют одинаковые количества витков. В трансформаторе напряжения TH плечи несимметричны, причем $m/n=100$. Т-образная цепь состоит из двух последовательных равных по величине активных сопротивлений R_1 и R_2 , значения которых при помощи переключателя изменяются от 100 до $10\,000 \text{ ом}$. Уравновешивание моста по реактивным составляющим производится при помощи образцового конденсатора C_0 , емкость которого изменяется в пределах $0—10 \text{ пф}$. Уравновешивание активной составляющей достигается регулировкой потенциометра G . Пренебрегая членами второго порядка малости, условие равновесия схемы по реактивной составляющей можно записать в виде:

$$L_x = KC_0 \left(1 + \frac{4R_x}{\sqrt{K}} + 4\omega^2 KC_0^2 \right),$$

где $K = R_1 R_2$.

При измерениях индуктивностей с большой добротностью, когда $Q_x > 10$, можно пользоваться упрощенной формулой

$$L_x = K C_0.$$

Для компенсации различных паразитных проводимостей, имеющих в устройстве, применяется методика двойного уравнивания. Первое уравнивание измерительной цепи производится с установочной индуктивностью, имеющей $L \leq 10^{-11}$ гн, которую можно принять (при измерениях с ограниченной точностью) равной нулю. В качестве установочной индуктивности применяется отрезок короткозамкнутой коаксиальной линии. Второе уравнивание схемы производится с исследуемой индуктивностью. Значение последней определяется приращением значений образцовых элементов моста.

Мост позволяет проводить измерения индуктивностей от 10^{-9} до 10^{-3} гн в диапазоне частот от 10 кГц до 1 МГц с погрешностью $\pm (0,1 \div 0,3) \% \pm 10^{-10}$ гн. Чувствительность установки и разрешающая способность отсчетных устройств равна $2 \cdot 10^{-11}$ гн. Этими характеристиками мост обладает при условии, если на его вход подается напряжение не ниже 10 в, а чувствительность индикатора не хуже 1 мкв. Для уменьшения частотной и отсчетной погрешностей конденсатор C_0 выполнен по трехэлектродной коаксиальной схеме с заземленным подвижным поршнем [Л. 39]. Перемещение поршня осуществляется микрометрическим винтом, имеющим отсчетную шкалу с ценой деления 0,005 мм. Цилиндрические электроды конденсатора тщательно обработаны, что обеспечивает малую нелинейность конденсатора, которая не превышает $\pm 0,001$ пф при общей наибольшей емкости конденсатора 10 пф. Для уменьшения влияния остаточных емкостей на результаты измерений индуктивности элементы регулировки активной составляющей подключены в мосте к части витков трансформатора напряжения. При таком включении влияние остаточной емкости уменьшается пропорционально отношению витков.

Рассмотренный мост (рис. 7-14) применяется только для измерения индуктивности. Измерение сопротивления исследуемого объекта весьма затруднено, так как в расчетную формулу необходимо вносить очень большие и малодостоверные поправки для исключения влияния остаточных параметров цепи.

7.3. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ МОСТЫ

Начиная с 40-х годов, основным прибором для определения емкости, индуктивности и сопротивлений деталей, применяющихся в радиотехнической аппаратуре, был измеритель добротности — куметр. Позже в связи с широким развитием радиоэлектроники возникла необходимость в расширении диапазонов измеряемых величин и повышении точности измерений. Это заставило исследователей обратить внимание также на разработку мостовых методов измерений в диапазоне частот, больших 1 Мгц. Разработка мостовых методов измерений велась в разных направлениях.

Совершенствовались известные четырехплечие мосты, хорошо зарекомендовавшие себя при измерениях на звуковых частотах. Наибольшей популярностью пользовалась схема Шеринга. Ее частотный диапазон был вначале расширен до 60 Мгц, а затем доведен до 250 Мгц.

Создавались Т-образные и двойные Т-образные мосты, верхний частотный диапазон которых был доведен до 250 Мгц, а погрешности понижены до 0,1% [Л. 42].

Так как усовершенствованные четырехплечие мосты и Т-мосты не позволяли значительно расширить диапазон измеряемых емкостей и индуктивностей, одновременно с ними разрабатывались мосты с тесной индуктивной связью. Был создан ряд лабораторных и промышленных типов таких мостов. Остановимся вкратце на рассмотрении некоторых из них; описание других можно найти в [Л. 173, 185, 203, 243].

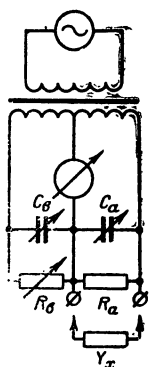


Рис. 7-15.

Одним из наиболее типичных высокочастотных мостов является разработанный в НГИМИП универсальный мост для измерения полных проводимостей с диапазоном рабочих частот от 0,4 до

30 Мгц, упрощенная схема которого изображена на рис. 7-15. Этот мост позволяет измерять активные составляющие полных проводимостей от 0,1 до 100 мсим и реактивные от $\pm 0,5$ до ± 100 нф. Основная погрешность измерений на частоте 1 Мгц активных составляющих равна $\pm 2\% \pm 0,001$ мсим, а реактивных $\pm 3\% \pm 0,5$ нф. Измерения значений проводимости произво-

дятся путем двукратной настройки моста: без исследуемого объекта, когда отсчитываются значения R_{b1} , C_{b1} , и с исследуемым объектом, когда отсчитываются значения R_{b2} и C_{b2} . Значения составляющих неизвестной проводимости будут равны:

$$G_x = \frac{1}{R_{b2}} - \frac{1}{R_{b1}}; \quad C_x = C_{b2} - C_{b1}.$$

При измерениях емкости начальное уравнивание моста производится при минимальном значении емкости конденсатора C_b , а при измерениях индуктивности начальное значение C_b берется максимальным.

Наибольший интерес в конструкции моста представляют два узла: магазин проводимостей и плечевой трехобмоточный узел. Магазин проводимостей имеет пять декад. Номинальные значения сопротивлений магазина соответствуют значениям проводимостей от 100 *мсим* до 1 *мксим*. С целью компенсации реактивностей в декадах 10—100 *мсим* параллельно каждому из резисторов подключен полупеременный конденсатор. Наиболее крупным недостатком магазина является большая разность остаточных емкостей порядка 0,2—0,5 *пф* у резисторов декад, что затрудняет уравнивание моста и приводит к погрешности измерения реактивной составляющей.

Плечевой узел моста выполнен на кольцевых сердечниках из феррита марки НЦ-1000. Генераторная обмотка имеет 20 витков, плечевые — по два витка. Между обмотками помещен электростатический экран из латуни. Плечевые обмотки выполнены из латунной фольги. Они сосредоточены на одном участке сердечника. Это придает большую электрическую симметрию плечам, но несколько ухудшает их частотную характеристику.

Результатом развития мостовых измерителей активной и реактивной проводимостей является прибор [Л. 1], предназначенный для измерения активных и реактивных проводимостей в диапазоне частот от 20 *кГц* до 1 *МГц*. Технические данные измерителя приведены в табл. 7-1.

Принципиальная схема прибора показана на рис. 7-16. Плечи отношения моста образованы двумя симметричными обмотками с индуктивной связью между ними. Для расширения пределов измерений у одной из плечевых обмоток имеется отвод, что позволяет получать также отношение плеч 10:1. Плечи сравнения об-

Таблица 7-1

Пределы измерений активной составляющей, <i>мсим</i>	Пределы измерений реактивной составляющей, <i>нф</i>	Погрешность измерений активной составляющей	Погрешность измерений реактивной составляющей
1—100 100—1 000	$\pm (0—750)$ $\pm (0—7\ 500)$	$\pm 0,05\%$ $(\pm 0,05 + 6f^2 Mz\mu \pm \pm 0,05 g^2 cим)\%$	$\pm 0,25\% \pm (0,1 \div 0,5) nф \pm 0,25\% + +5\ nф$

разованы неизвестной проводимостью Y_x , присоединяемой к входным клеммам 2 и 4 (или 3 и 5) моста, и образцовой проводимостью Y_N , состоящей из магазина активных проводимостей G_N и переменного конденсатора C_N . С целью повышения точности измерений в цепи предусмотрена возможность проведения двух начальных уравниваний моста при замкнутых и разомкнутых входных зажимах. Уравнивание моста при короткозамкнутых входных зажимах исключает влияние схемных паразитных индуктивностей и активных сопротивлений (индуктивностей рассеяния и сопротивлений обмоток, остаточных индуктивностей и сопротивлений монтажа и т. п.); элементами начального баланса являются индуктивности L_1 и L_2 , включенные соответственно в образцовое и измерительное плечи моста, и низкоомный потенциометр g_∞ . Уравнивание при разомкнутых входных зажимах исключает влияние емкостных и активных паразитных проводимостей (емкости между измерительными зажимами и между соединительными проводами, потери в изоляционных материалах и т. п.). Начальный баланс по активным составляющим достигается при помощи Т-образной RC -цепи, состоящей из емкостей $C_1—C_6$, сопротивлений $R_{50}—R_{55}$ и конденсатора переменной емкости C_T . Начальный баланс по реактивным составляющим осуществляется при помощи переменного конденсатора C_0 .

Высокая точность измерений при помощи рассматриваемого моста достигается рациональным конструктивным исполнением элементов прибора, в первую очередь его образцовых отсчетных элементов и плечевого узла с тесной связью.

Магазин активных проводимостей выполнен из плечных герметизированных резисторов специальной конструкции с боруглекислым покрытием. Применение их

обеспечило малую частотную зависимость значений проводимостей магазина в рабочем диапазоне частот и сравнительно небольшой температурный коэффициент. В схеме моста предусмотрена возможность проверки ма-

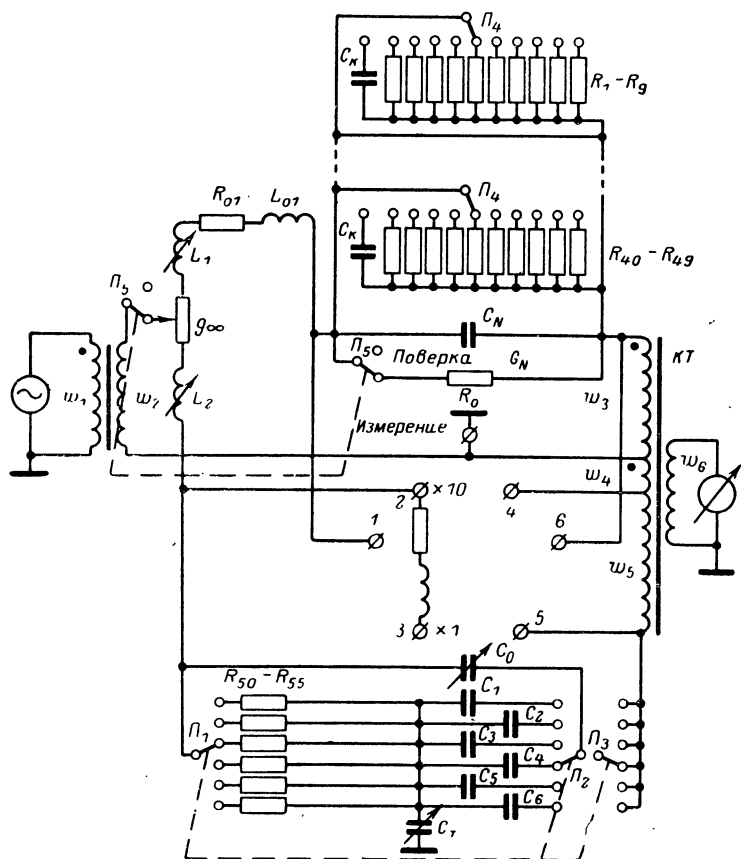


Рис. 7-16.

газина проводимостей при помощи образцового измерительного прибора на переменном или постоянном токе. Для этой цели предназначены зажимы 1 и 6 магазина и переключатель Π_5 , который отключает магазин от схемы.

Плечевой узел моста выполнен на кольцевых ферритовых сердечниках с бифилярной обмоткой волнового

типа. Сердечники с обмотками помещены в полость замкнутого коаксиального витка, через который осуществляется связь между обмотками (см. § 3-5).

Монтаж измерителя (рис. 7-16) выполнен плоскими посеребренными шинами и отрезками коаксиального кабеля. Прибор помещен в корпус, служащий одновременно экраном и основанием, на котором укреплены все элементы цепи.

В рассмотренных высокочастотных мостах для измерения составляющих полной проводимости используются специальные магазины активной проводимости достаточно сложной конструкции. Главным недостатком подобных магазинов является непостоянство (в пределах долей пикофарады) входных емкостей при переключении декад магазинов. Кроме того, у магазинов проводимости подобной конструкции трудно получить частотно независимые декады с малой проводимостью. В высокочастотных мостах для измерения L , C , $\operatorname{tg} \delta$ и Q нашли также применение специальные Т-образные цепи для уравнивания активных компонентов исследуемых полных проводимостей. Примером высокочастотного трансформаторного моста, в котором для уравнивания активной составляющей проводимости используется специальная Т-образная цепь, может служить универсальный трансформаторный мост, разработанный в 1960 г. под руководством одного из авторов. Сведения об используемой в этом мосте конструкции трансформаторного узла, высокочастотном образцовом конденсаторе с переменной емкостью для отсчета значений измеряемой реактивной проводимости и методе уравнивания моста по активной составляющей приведены в [Л. 39].

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

МНОГОМОСТОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

8-1. СПЕЦИФИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА МНОГОМОСТОВЫХ ЦЕПЕЙ

В класс измерительных цепей, рассматриваемых в этой книге, входят цепи, содержащие несколько звеньев, взаимоиндуктивная связь между которыми осуществляется через источник питания — многообмоточный трансформатор напряжения (МТН). В качестве звеньев таких цепей могут быть использованы мосты и делители

(в том числе с тесной индуктивной связью). Выходной сигнал многозвенных измерительных цепей равен алгебраической сумме сигналов звеньев. В равновесном режиме суммарный выходной сигнал равен нулю.

Многозвенные измерительные цепи переменного тока, состоящие из мостов и трансформаторов связи между ними, получили название многомостовых [Л. 154—158]. В зависимости от количества используемых мостов различают двух-, трехмостовые и т. п. измерительные цепи переменного тока.

Суммирование измерительных сигналов в многозвенных цепях может производиться параллельным, последовательным и параллельно-последовательным способами.

Параллельный способ (рис. 8-1, а). суммирования измерительных сигналов (токов) всех звеньев в цепи реализуется с помощью многообмоточных

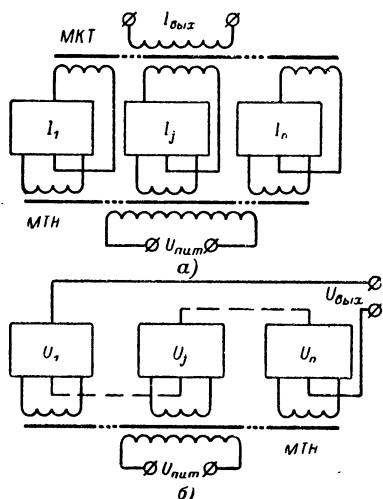


Рис. 8-1.

компараторов токов (МКТ). Состояние равновесия ($I_{вых}=0$) может быть достигнуто, если в одной части звеньев цепи будут формироваться компенсационные сигналы противоположные по знаку выходным сигналам в другой части звеньев. В состоянии равновесия нагрузка каждого звена будет определяться активным сопротивлением соответствующей обмотки компаратора токов (см. гл. 3). Нужно отметить, что равновесный режим цепи, содержащей звенья, состоящие из линейных элементов, не нарушается при изменениях напряжения питания цепи.

Выходное напряжение многозвенной цепи при последовательном суммировании измерительных сигналов (напряжений) звеньев (рис. 8-1, б) равно $\dot{U}_{вых} = \sum_{j=1}^n \dot{U}_j$. В равновесном режиме суммарное напряжение части цепи, содержа-

щей элементы с измеряемыми параметрами, уравновешивается компенсационным напряжением другой части цепи, в которой оно формируется. В этом режиме ток в суммирующей цепи близок к нулю, хотя каждое из звеньев находится в неравновесном режиме.

Прежде чем перейти к дальнейшему изложению, целесообразно указать на многозвенные измерительные цепи постоянного тока с суммированием выходных напряжений нескольких звеньев, основанные на использовании компенсационного метода.

В [Л. 196] описан потенциометр постоянного тока с шестидекадным магазином сопротивлений, питаемым от трех нормальных элементов. Контакты, коммутирующие декады, в этом потенциометре размещены в цепи компенсации, и поэтому влияние их сопротивлений на погрешность измерений сведено к минимуму: потенциометр имеет погрешность 0,001 %.

Применительно к измерению приращений активных сопротивлений проволоочных тензодатчиков в 1945—1947 гг. в Советском Союзе в автоматических измерителях деформаций на 200 точек и электрических динамометрах была использована многомостовая схема посто-

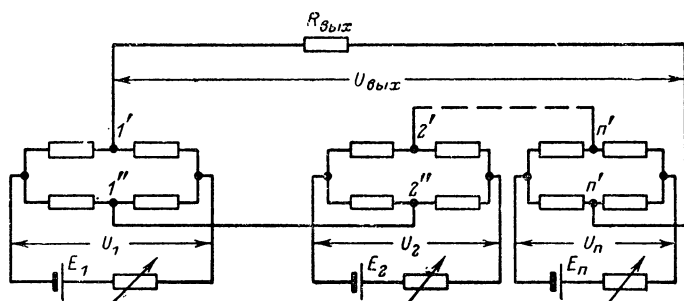


Рис. 8-2.

янного тока, в которой каждый из мостов питается от отдельного источника постоянного тока (рис. 8-2). В цепи компенсации напряжений небаланса мостов ($1'1''$, $2'2''$, ..., $n'n''$ — $R_{\text{вых}}$) могут быть размещены $2n$ контактов без существенного влияния на погрешность измерений.

Однако многозвенные цепи постоянного тока имеют ограниченную область применения, в основном из-за не-

обходимости использования нескольких образцовых источников питания, возможности возникновения термо-э. д. с. в цепях, содержащих разнородные металлы (на пример, медь и константан в тензодатчиках), и затруднений, связанных с усилением малых постоянных напряжений. Большинство этих недостатков не проявляется в многозвенных цепях переменного тока с последовательным способом суммирования сигналов. В то же время в таких цепях сохраняются ценные для практики возможности суммирования сигналов от нескольких параметрических датчиков и существенного уменьшения влияния сопротивлений коммутирующих элементов на погрешность измерений. К перечисленному нужно добавить возможность измерения комплексных сопротивлений.

Добиться уменьшения влияния сопротивлений контактов можно путем их размещения в цепи компенсации в многозвенных цепях переменного тока с последовательным суммированием сигналов (напряжений) звеньев (рис. 8-3). Исследования свойств таких многомостовых измерительных цепей (в дальнейшем будем их называть просто многомостовыми цепями) стимулировались

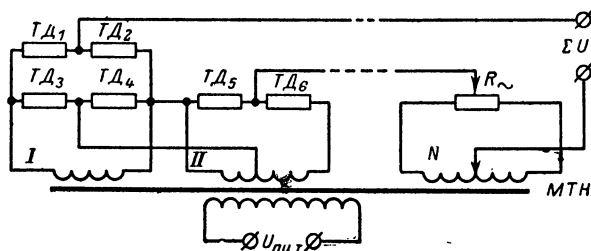
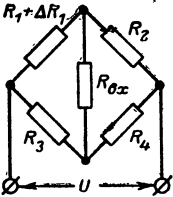
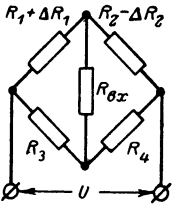
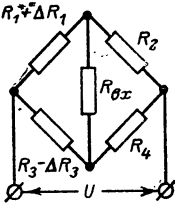


Рис. 8-3.

в первую очередь потребностями резко разросшихся за последние годы областей применения тензодатчиков активного сопротивления. Естественно, что в указанном направлении были получены наибольшие результаты, поэтому привлечение этих материалов позволяет эффективно иллюстрировать основные свойства многомостовых цепей.

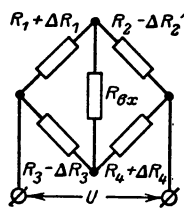
Сделаем некоторые пояснения относительно режимов работы мостов. Мы уже говорили о том, что даже

Значения напряжений небаланса

Случай	Схема	ϵ	Первая симметрия: $R_1=R_2$; $R_3=R_4=nR_1$	
			$R_{BX} = \infty$	$R_{BX} \neq \infty$
А		$\frac{\Delta R_1}{R_1}$	$\frac{\Delta U}{U} =$	$\frac{\Delta U}{U} = \frac{\epsilon}{2(2+\epsilon) + \frac{R_1}{R_{BX}}} \times$
			$= \frac{\epsilon}{2(2+\epsilon)}$	$\leftarrow \frac{R_1}{R_{BX}} \times \frac{1}{\left[2(1+n) + \epsilon(2+n) \right]}$
Б		$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_2}{R_2}$	$\frac{\Delta U}{U} =$	$\frac{\Delta U}{U} =$
			$= \frac{1}{2} \epsilon$	$= \frac{\epsilon}{2 + \frac{R_1}{R_{BX}}(1+n-\epsilon^2)}$
		$\frac{\Delta R_1}{R_1} = \frac{\Delta R_3}{R_3}$	$=$	$=$
			$=$	$=$

симметричных мостов

Вторая симметрия: $R_1=R_3$; $R_2=R_4=mR_1$	
$R_{BX} = \infty$	$R_{BX} \neq \infty$
$\frac{\Delta U}{U} =$ $= \frac{m\varepsilon}{(1+m)(1+m+\varepsilon)}$ $x = \frac{\varepsilon}{1+m}$	$\frac{\Delta U}{U} = \frac{m\varepsilon}{(1+m)(1+m+\varepsilon) + \frac{mR_1}{R_{BX}} [\varepsilon + (1+m)(2+\varepsilon)]}$ $x = \frac{2mR_1}{R_{BX}(1+m)} + \frac{\varepsilon}{(1+m)} \left[1 + \frac{m(2+m)R_1}{R_{BX}(1+m)} \right]$
—	—
$\frac{\Delta U}{U} = \frac{2m\varepsilon}{(1+m)^2 - \varepsilon^2}$ $x = -\frac{\varepsilon^2}{(1+m)^2}$	$\frac{\Delta U}{U} = \frac{2m\varepsilon}{[(1+m)^2 - \varepsilon^2] + \frac{2mR_1}{R_{BX}} (1+m - \varepsilon^2)}$ $x = \frac{2mR_1}{R_{BX}(1+m)} - \frac{\varepsilon^2}{(1+m)^2} \left(1 + \frac{2mR_1}{R_{BX}} \right)$

Случай	Схема	ε	Первая симметрия: $R_1=R_2$; $R_3=R_4=nR_1$	
			$R_{вх} = \infty$	$R_{вх} \neq \infty$
В		$\frac{\Delta R_1}{R_1} =$ $= \frac{\Delta R_2}{R_2} =$ $= \frac{\Delta R_3}{R_3} =$ $= \frac{\Delta R_4}{R_4}$	$\frac{\Delta U}{U} = \varepsilon$ $\kappa = 0$	$\frac{\Delta U}{U} =$ $= \frac{2\varepsilon}{2 + \frac{R_1}{R_{вх}}(1+n)(1-\varepsilon^2)}$ $\kappa = \frac{R_1}{2R_{вх}}(1+n) -$ $- \varepsilon^2 \frac{R_1}{R_{вх}}(1+n)$

в равновесном режиме многомостовой цепи каждый из мостов не уравновешен, а условия работы мостов, включающих тензодатчики $ТД_1—ТД_6$ и переменные образцовые меры R_{\sim} , существенно различаются. В первую очередь это различие заключается в различном числе

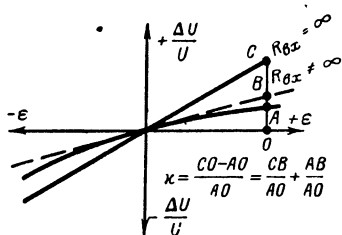


Рис. 8-4.

изменяющихся плеч. В табл. 3-1 приведены значения отношений напряжения небаланса к напряжению питания при изменениях сопротивлений одного, двух и четырех плеч симметричных мостов. Коэффициент нелинейности напряжения небаланса κ (рис. 8-4) определяет характер этого напряжения по сравнению с напряжением

небаланса моста при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности, и без учета $\varepsilon = \Delta R/R$ и ε^2 в знаменателе выражения $\Delta U/U$. Из формул табл. 8-1 видно, что напряжение небаланса мостовой цепи имеет меньшую нелинейность и большее абсолютное значение при высокоомной нагрузке (заметим, что именно к этому случаю приводится многомостовая цепь при равновесном режиме), а в случаях двух и четырех плеч (случаи Б и В

Вторая симметрия: $R_1 = R_3$; $R_2 = R_4 = mR_1$	
$R_{\text{вх}} = \infty$	$R_{\text{вх}} \neq \infty$
$\frac{\Delta U}{U} = \frac{4m\varepsilon}{(1+m)^2 - \varepsilon^2(1-m)^2}$ $x = -\varepsilon^2 \frac{(1-m)^2}{(1+m)^2}$	$\frac{\Delta U}{U} = \frac{4m\varepsilon}{[(1+m)^2 - \varepsilon^2(1-m)^2] + \frac{2mR_1}{R_{\text{вх}}}(1+m)(1-\varepsilon^2)}$ $x = \frac{2mR_1}{R_{\text{вх}}(1+m)} - \frac{\varepsilon^2}{(1+m^2)} \left[(1-m)^2 + \frac{2m(1+m)R_1}{R_{\text{вх}}} \right]$

при режиме первой симметрии) имеется линейная зависимость ($x=0$) между напряжением небаланса и изменением сопротивления ($\varepsilon=\Delta R/R$).

Сказанного достаточно для того, чтобы обратить внимание читателей на необходимость учета режимов работы мостов многомостовой цепи.

Приступим теперь к рассмотрению специфики многообмоточных измерительных трансформаторов напряжения, применяемых в многомостовых цепях.

8-2. МНОГООБОМОТОЧНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для достижения равновесного режима многомостовой цепи требуется произвести уравнивание суммарного напряжения небаланса n мостов $\left(\sum_{i=1}^n \dot{U}_i \right)$, составленных из элементов с неизвестными сопротивлениями, суммарным компенсационным напряжением небаланса m мостов $\left(\sum_{k=1}^m \dot{U}_k \right)$.

Полного равенства этих напряжений можно добиться при одинаковых формах кривых этих напряжений и угле сдвига фаз между ними, равном 180° . При угле сдвига фаз, отличающемся от 180° на угол φ , относительная

погрешность уравнивания [Л. 149] равна:

$$\gamma = \frac{\sum_{i=1}^n \dot{U}_i - \sum_{k=1}^m \dot{U}_k}{\sum_{k=1}^m U_k} = \frac{1}{\cos \varphi} - 1.$$

Из этого выражения следует, что для достижения погрешностей уравнивания порядка 0,01% необходимо, чтобы угол φ не превышал 10—40'. Таким образом, для уменьшения погрешностей уравнивания, вызванных наличием фазовых углов сдвига между напряжениями небаланса отдельных мостов многофазной цепи, важное значение имеет синфазность их напряжений питания. Ввиду этого рассмотрим работу многообмоточных трансформаторов питания многофазных цепей. Очевидно, что при этом могут быть использованы материалы (см. гл. 3), относящиеся к анализу способов достижения тесной связи между обмотками

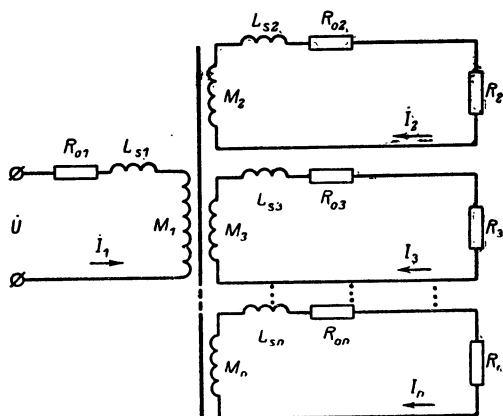


Рис. 8-5.

плечевых трансформаторов напряжения с генераторной обмоткой. С другой стороны, материалы этого параграфа могут служить дополнением к гл. 3.

Многообмоточный трансформатор (рис. 8-5) в общем случае может содержать n обмоток, каждая из которых оказывает влияние на общий магнитный поток.

между \dot{U}_2 и \dot{U}_3 , будет равен нулю при соблюдении следующего равенства:

$$R_2 \dot{I}_2 + j\omega L_{s2} \dot{I}_2 + j\omega M_{s12} \dot{I}_1 + j\omega M_{s32} \dot{I}_3 + \dots + j\omega M_{sn2} \dot{I}_n = \\ = R_3 \dot{I}_3 + j\omega L_{s3} \dot{I}_3 + j\omega M_{s13} \dot{I}_1 + j\omega M_{s23} \dot{I}_2 + \dots + j\omega M_{sn3} \dot{I}_n. \quad (8-2)$$

Формулу (8-2) можно преобразовать к следующему виду:

$$(R_2 \dot{I}_2 - R_3 \dot{I}_3) + j\omega [(L_{s2} - M_{s23}) \dot{I}_2 - (L_{s3} - M_{s32}) \dot{I}_3] + \\ + j\omega (M_{s12} - M_{s13}) \dot{I}_1 + j\omega (M_{s42} - M_{s43}) \dot{I}_4 + \dots \\ \dots + j\omega (M_{sn2} - M_{sn3}) \dot{I}_n = 0.$$

Отсюда следует, что для улучшения синфазности между вторичными напряжениями обмоток трансформатора нужно уменьшать ток во вторичных обмотках и изготавливать эти обмотки с одинаковыми и минимальными индуктивностями.

Наиболее просто изготовить вторичные обмотки трансформатора с одинаковыми индуктивностями можно при использовании мультифилярной намотки.

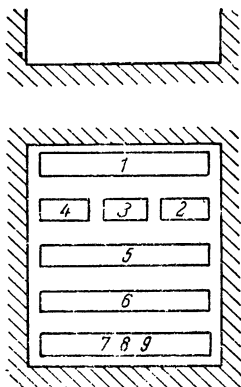


Рис. 8-6.

Для примера приведем экспериментальные данные. Если между напряжениями обмоток w_2 — w_6 (рис. 8-6), имеющими по 25 витков, намотанными нескрученными проводами на железе Ш-32 с толщиной набора 32 мм, при частоте питания 50 гц имелся угол сдвига фаз порядка $0,06^\circ$, то между напряжениями обмоток w_7 — w_9 , имеющими те же 25 витков, но намотанных скрученными в жгут проводами, угол сдвига фаз был менее $0,06^\circ$ при частоте питания 1 000 гц; при таком угле сдвига фаз погрешность уравни-

шивания двух напряжений не превышает $10^{-3}\%$. Для правильного фазирования устройства сравнения необходимо оценить значение угла сдвига фаз между напряжениями первичной и вторичных обмоток трансформатора. При разомкнутой вторичной обмотке фазовый угол при 50 гц достигал $10'$, при 1 000 гц $40'$ — $50'$, при нагруженной вторичной обмотке угол сдвига фаз увеличивался примерно в 2—3 раза.

Для уменьшения емкостных наводок на звенья многомостовой цепи необходимо экранировать первичную обмотку. Естественно, что должны быть обеспечены известными способами нормальные режимы работы трансформатора, при которых нелинейные искажения формы кривой будут пренебрежимо малы.

Перед тем как перейти к рассмотрению работы цепи формирования компенсационного напряжения, нужно подчеркнуть, что при питании многомостовой цепи напряжением звуковой частоты можно снизить погрешности, вносимые многообмоточными трансформаторами, до весьма малых значений.

8-3. ЦЕПЬ ФОРМИРОВАНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Компенсационное напряжение в многомостовой цепи создается путем суммирования сигналов нескольких мостов и делителей напряжения, каждый из которых питается от отдельной обмотки трансформатора.

При измерении активных сопротивлений можно в качестве образцовых мер в компенсационных мостах использовать магазины активных сопротивлений, включенные в вершинах индикаторных диагоналей, или изменять отношения чисел витков индуктивно связанных плеч (см. мост N на рис. 8-3). Количество мостов, создающих компенсационное напряжение, как правило, выбирается в зависимости от количества контактов, которые необходимо иметь в магазинах сопротивлений.

Рассмотрим один из возможных вариантов формирования компенсационного напряжения (рис. 8-7), связанный с использованием четырехдекадного магазина сопротивлений [Л. 156]. Обозначим для моста с декадами единиц и десятков делений: $R_{1e}, R_{2e}, R_{3d}, R_{4d}$ — постоянные сопротивления плеч; $R_e, R_d, R_{ш.e}, R_{ш.d}$ — сопротивления декад и шунтов. Положения n_e и n_d переключателя сопротивлений декад определяются целыми числами от 0 до 9. Для другого моста декадного магазина применим те же обозначения, но с индексами «с» и «т».

При одинаковом напряжении питания мостов относительное компенсационное напряжение декадного ма-

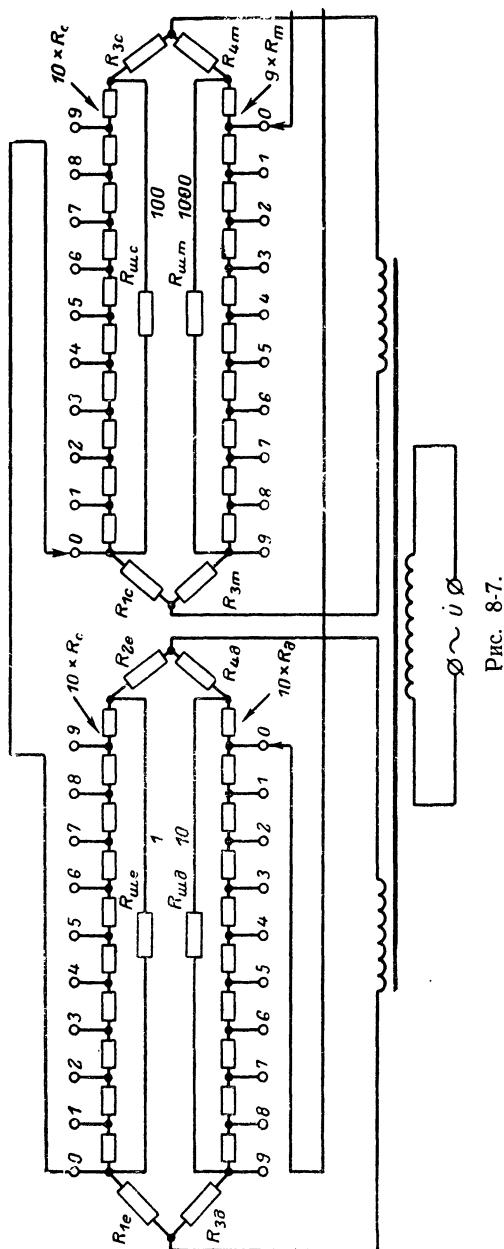


Рис. 8-7.

газина будет равно:

$$\begin{aligned} \frac{\Delta \dot{U}}{\dot{U}} = & \left[\left(\frac{R_{1e}}{R_{1e} + R_{2e}} - \frac{R_{3д}}{R_{3д} + R_{4д}} \right) + \right. \\ & + \left(\frac{R_{1c}}{R_{1c} + R_{2c}} - \frac{R_{3т}}{R_{3т} + R_{4т}} \right) + \dots \left. \right] + n_e \frac{R_e R_{м.e}}{(R_{1e} + R_{2e})(R_{3e} + R_{4e})} + \\ & + n_d \frac{R_d R_{м.д}}{(R_{3д} + R_{4д})(R_{3д} + R_{4д})} + \dots \end{aligned}$$

Таким образом, компенсационное напряжение декадного магазина состоит из постоянной (заключенной в квадратные скобки) и переменной составляющих. Последняя является полезным сигналом и зависит от положения контактов переключателей сопротивлений декад. Уменьшение же постоянной составляющей до заданного значения не составляет особого труда.

Сопротивления декад магазина должны быть изготовлены таким образом, чтобы обеспечивались следующие равенства:

$$\begin{aligned} 1000 \frac{R_e R_{м.e}}{(R_{1e} + R_{2e})(R_{3e} + R_{4e})} &= 100 \times \\ \times \frac{R_d + R_{м.д}}{(R_{3д} + R_{4д})(R_{3д} + R_{4д})} &= 10 \frac{R_c R_{м.c}}{(R_{1c} + R_{2c})(R_{3c} + R_{4c})} = \\ &= \frac{R_t R_{м.t}}{(R_{3т} + R_{4т})(R_{3т} + R_{4т})}. \end{aligned} \quad (8-3)$$

Изменение положения контакта переключателя любой декады приводит к изменению отношения плеч моста и, следовательно, к перемене значения компенсационного напряжения.

Если сопротивления декад R будут различаться на ΔR , то при их переключении в пределах одной декады между изменениями компенсационного напряжения будет иметься разница

$$\left(\frac{\Delta U}{U} \right)_1 \approx \frac{\Delta R R_m}{(R_1 + R_2)(R + R_m)}.$$

Аналогичное выражение может быть получено для погрешности, вызываемой неточностью изготовления сопротивлений шунтов.

Погрешность, вызванная неточностью изготовления сопротивлений различных декад и шунтов, неодинаково

влияет на относительную погрешность формирования компенсационного напряжения. Так, например, для автокомпенсатора, имеющего относительную приведенную погрешность измерений $\pm 0,02\%$ [Л. 156], погрешности изготовления сопротивлений декад были равны:

$$\frac{\Delta R_e}{R_e} \cdot 100 = \pm 3,7\%; \quad \frac{\Delta R_d}{R_d} \cdot 100 = \pm 0,37\%;$$

$$\frac{\Delta R_e}{R_e} \cdot 100 = \pm 0,037\%; \quad \frac{\Delta R_r}{R_r} \cdot 100 = \pm 0,0007\%.$$

Полученные цифры характеризуют различие сопротивлений внутри каждой декады.

Точной подгонки сопротивлений декад в заданный номинал производить не нужно, так как подгонка сопротивлений всей декады в соответствии с формулой (8-3) выполняется изменением сопротивлений шунтов. Это обстоятельство существенно упрощает изготовление декадного магазина.

В качестве контактов, переключающих сопротивления декад, в рассматриваемом примере использовались скользящие контакты, вариация переходного сопротивления которых была в пределах нескольких десятых долей ома.

Для уменьшения погрешностей декадного магазина в процессе эксплуатации нужно обеспечить хорошую стабильность сопротивлений [Л. 69] (для изготовления катушек декад в данном случае можно использовать не только манганиновую, но и константановую проволоку) и принять меры для уменьшения реактивных составляющих сопротивлений декад и влияния внешних наводок.

В рассматриваемом примере, как, впрочем, и в большинстве известных устройств формирования компенсационного напряжения многомостовых цепей, в отдельных мостах соблюдается линейная связь между изменением сопротивлений плеч и напряжением небаланса индикаторной диагонали (в табл. 8-1 это соответствует случаю режима первой симметрии при $R_{вх} = \infty$). Однако необходимо подчеркнуть, что выбор того или иного режима работы цепей формирования компенсационного напряжения должен производиться с учетом режима работы лишь той части многомостовой цепи, которая содержит элементы с измеряемыми параметрами.

8.4. ЦЕПЬ С ИССЛЕДУЕМЫМИ ЭЛЕМЕНТАМИ

Измерения неэлектрических величин с помощью параметрических датчиков по сравнению с измерениями электрических параметров пассивных элементов электрических цепей проводятся в более разнообразных и сложных условиях:

для измерения значения даже одной величины может применяться разное количество активных датчиков;

весьма часто нужно обеспечивать последовательные измерения значений нескольких величин;

как правило, датчики удалены от цепи, формирующей компенсационное напряжение.

Поскольку именно с указанными особенностями приходится чаще всего сталкиваться на практике, остановимся на том, как они учитываются в многомостовой цепи.

а) Цепь с активными сопротивлениями

Согласование режимов работы мостов формирователя компенсационного напряжения и мостов, включающих параметрические датчики, легко достигается в случаях, когда используются два равных множества активных датчиков, выдающих противоположные по знаку сигналы. Действительно, при этом легко удастся привести мосты к однотипным режимам работы (см. случаи Б и В в табл. 8-1). Обычно к такому положению стремятся при измерениях сил, давлений, перемещений и т. п. с помощью упругих чувствительных элементов, на деформирующихся поверхностях которых закрепляются тензодатчики сопротивления. (часть этих датчиков размещается на растягивающейся, а часть — на сжимающейся поверхности упругого элемента).

Суммирование сигналов от нескольких активных датчиков позволяет повысить чувствительность, а в ряде случаев и точность измерений [Л. 107, 127]. Учитывая характер уменьшения погрешностей при увеличении числа активных тензодатчиков, можно сделать вывод о рациональности суммирования сигналов от 16—20 тензодатчиков.

Не останавливаясь подробно на работе мостов с несколькими активными датчиками, сосредоточим внимание на мосте с одним активным датчиком. Этот случай имеет широкое распространение в первую очередь при измерениях местных деформаций (тензометрии) с помо-

ищью тензодатчиков сопротивления. Здесь мы сталкиваемся с явно нелинейным режимом работы моста (см. случай А в табл. 8-1), а следовательно, с необходимостью согласования характера сигналов этого моста с характером сигналов мостов, формирующих компенсационное напряжение. Поскольку в тензометрии обычно не добиваются высоких точностей, при необходимости можно линеаризировать и увеличить выходное напряжение моста с одним активным тензодатчиком, используя режим второй симметрии (табл. 8-1).

Действительно, если в плече моста, содержащего активный тензодатчик с изменяющимся сопротивлением, поддерживать постоянное значение тока $\left(I = \frac{U}{R(1+m)} = \text{const} \right)$, то выходное напряжение мостовой цепи для $R_{\text{вх}} = \infty$ будет иметь следующий вид:

$$\Delta U = \frac{U}{R(1+m)} \cdot \frac{m}{1+m+\epsilon} \Delta R = C \frac{m}{1+m+\epsilon} \Delta R.$$

Коэффициент $\frac{m}{1+m+\epsilon}$, определяющий чувствительность цепи, при малых значениях ϵ изменяется от 0,5 (для равноплечего моста) до значений, близких к единице, при $m \gg 1$ (если $m=9$, то этот коэффициент равен 0,9, а при $m=20$ он равен 0,99). Естественно, что увеличение m приводит к уменьшению нелинейности напряжения небаланса.

В сложных конструкциях нередко применяется одновременно нескольких тысяч тензодатчиков. Это обстоятельство заставляет изыскивать схемные решения, позволяющие подключать питание поочередно к большому количеству активных тензодатчиков.

Размещение переключающих элементов последовательно с тензодатчиками без применения специальных мер затруднено, так как вариации переходных сопротивлений этих элементов вызывают существенное снижение точности измерений.

Наиболее просто в многомостовой цепи решается указанный вопрос при размещении переключающих элементов в цепи суммирования напряжений небаланса (рис. 8-8). Но такое решение пригодно лишь при относительно небольшом количестве исследуемых точек, так

как оно делает невозможным использование одного термокомпенсационного тензодатчика с большим количеством активных датчиков. При большом количестве проводников различной длины, подводящих питание к тензодатчикам, встречаются затруднения с учетом падений напряжений в этих проводниках и т. п.

Заслуживающим внимания средством для уменьшения влияния переходных сопротивлений контактов в ряде случаев может оказаться рассмотренное выше применение мостовой цепи, работающей в режиме второй симметрии при $R_{вх} = \infty$.

Обычным, но недостаточно эффективным способом переключения активных тензодатчиков при постоянно включенном термокомпенсационном тензодатчике является размещение переключателей последовательно с высокоомным сопротивлением. Интересным решением [Л. 4] этого вопроса является образование в неуравновешенной цепи, включенной в многомостовую цепь переменного тока, дополнительных контуров, питаемых от вспомогательных обмоток ω_1 и ω_4 (рис. 8-9,а). Эти контуры обеспечивают равенство потенциалов в точках а и б, в и г.

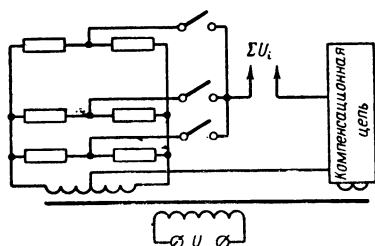


Рис. 8-8.

Рассмотрим сначала цепь, изображенную на рис. 8-9,а, но без контура, образованного вспомогательной обмоткой ω_4 . Обмотки ω_2 и ω_3 , термокомпенсационный тензодатчик TK и активный тензодатчик TA_1 или TA_2 образуют основную мостовую цепь. Активные тензодатчики включаются поочередно с помощью контактов K_2 . Для уменьшения их влияния на погрешность измерений образован вспомогательный контур $\omega_1-K_1-R_1$.

На эквивалентной схеме (рис. 8-9,б) введены следующие обозначения: r_1, r_2 — сопротивления переключающих элементов; R_2, R_3 — сопротивления тензодатчиков и обмоток ω_2 и ω_3 ; U_1, U_2, U_3 — напряжения на обмотках $\omega_1, \omega_2, \omega_3$. Анализ этой схемы производится без учета влияния реактивных сопротивлений и при бесконечно большом сопротивлении нагрузки измерительной диагонали моста. Если обеспечить $U_2 = U_3$ и $U_3 R_1 = U_1 R_3$, то

можно показать, что напряжение небаланса будет равно:

$$U_{\text{нб}} = U_3 \frac{(R_2 - R_3) + \frac{r_1 r_2}{R_1 + r_1 + r_2}}{R_2 + R_3 + \frac{r_2 (R_1 + r_1)}{R_1 + r_1 + r_2}}.$$

Заметим, что тензодатчики обычно имеют сопротивление порядка десятков и сотен ом, а для контактных

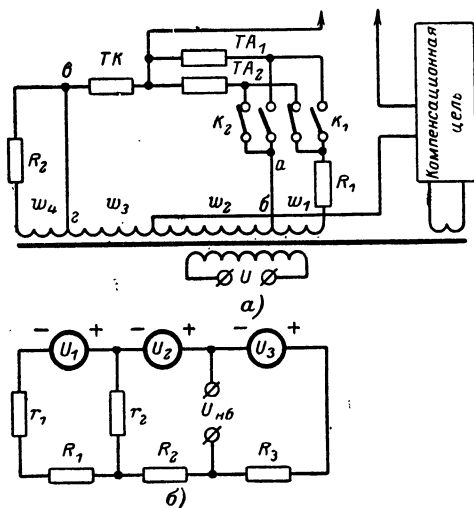


Рис. 8-9.

пар сопротивления они составляют десятые доли ома. При выполнении условия $r_1 + r_2 \ll R_1$ получим:

$$U_{\text{нб}} \approx \frac{U_3 (R_2 - R_3)}{R_2 + R_3 + r_2} \quad (8-4)$$

С учетом (8-4) погрешность, вызванная наличием сопротивлений переключающих элементов, будет равна:

$$\sigma(\%) = \left[\frac{r_2}{R_2 + R_3 + r_2} + \frac{r_1 r_2}{R_2 (R_2 + R_3)} \right] \cdot 100.$$

Для $R_2 = 101 \text{ ом}$; $R_3 = 100 \text{ ом}$; $R_1 = 200 \text{ ом}$; $r_1 = r_2 = 0,5 \text{ ом}$ при соблюдении условия $U_3 R_1 = U_1 R_3$ погрешность в значении напряжения небаланса мостовой цепи, подсчитанная по формуле (8-4), составит примерно 0,5%. Если же переключающие элементы разместить последовательно с тензодатчиками, то погрешность эта при

тех же расчетных данных составит примерно 50%. Таким образом, применение мостовой цепи со вспомогательными контурами позволяет существенно снизить влияние сопротивлений переключающих элементов.

б) Учет влияния остаточных реактивностей

При питании мостом цепи переменным напряжением звуковой частоты изготовление элементов цепи формирования компенсационного напряжения с малыми реактивными сопротивлениями не встречает принципиальных трудностей. Если же объект измерения находится на относительно большом расстоянии от измерительной аппаратуры, то даже при таких частотах напряжения питания нужно учесть влияние реактивных сопротивлений линий, соединяющих датчики с остальной измерительной цепью.

Возможные варианты соединения датчиков с измерительной цепью показаны на рис. 8-10. Схема на рис. 8-10,а содержит один активный датчик, соединенный с мостовой цепью проводами, имеющими длину l .

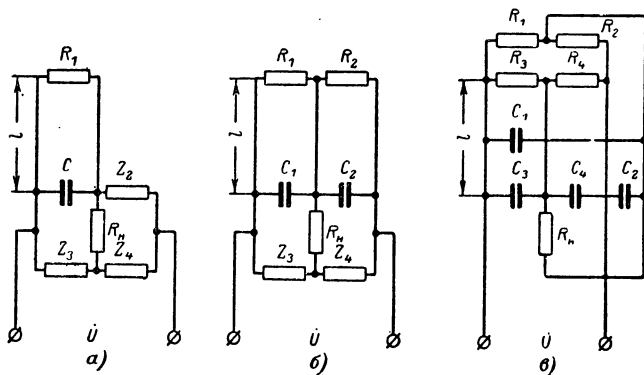


Рис. 8-10.

Схема на рис. 8-10,б с двумя активными (R_1, R_2) или одним активным и другим термокомпенсационным датчиками широко применяется на практике. Схема на рис. 8-10,в с четырьмя датчиками используется для увеличения чувствительности.

Общей составной частью всех указанных вариантов соединения датчиков с измерительной аппаратурой яв-

ляются двухпроводные линии. Реактивные сопротивления двухпроводной линии могут ориентировочно иметь индуктивность порядка $8 \cdot 10^{-6}$ гн/м, а емкость 200×10^{-12} ф/м. При частотах напряжения питания порядка 50—10 000 гц и сопротивлении датчиков 100 ом емкостная составляющая реактивного сопротивления примерно в 20 раз больше индуктивной. Заметим, что наиболее распространенные тензодатчики сопротивления имеют $R = 50 \div 1\,000$ ом; $C = (10 \div 100) \cdot 10^{-12}$ ф; $\varphi \leq 1'$.

Обратим внимание на то, что емкость соединительной линии, подключенная параллельно датчику, уменьшает чувствительность измерительной цепи и вызывает появление реактивной и активной (обычно незначительной) составляющих напряжения небаланса. Реактивная составляющая может достигать значений, соизмеримых по модулю с активной составляющей сигнала, поэтому необходимо либо применять фазочувствительные индикаторы, либо компенсировать реактивную составляющую. Постоянная составляющая напряжения небаланса мостовой цепи при использовании трех- или четырехпроводных линий меньше, чем при использовании двухпроводной линии. При этом нужно учитывать, что погрешность измерений активной составляющей напряжения небаланса моста будет определяться действием всех емкостей, шунтирующих датчики.

Рассмотрим влияние емкостных остаточных сопротивлений на напряжение небаланса отдельного моста, включенного в многомостовую цепь. Суммарное сопротивление моста, находящееся между вершиной измерительной диагонали этого моста и землей, обозначим через R_3 , а суммарное сопротивление других мостов, подключенных к другой, удаленной от точки заземления вершине этого моста, R_c . На рис. 8-11 приведен простейший пример, когда параллельно датчику R_3 присоединены эквивалентная емкость C и активное сопротивление утечки R_y на землю. Напряжение небаланса такого моста при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ и $R_{вх} = \infty$ равно:

$$\frac{\Delta U}{U} = \frac{(1 + \varepsilon) R + (2 + \varepsilon) R_3 + j \frac{\Sigma R_y}{\omega C \left(R_y - j \frac{1}{\omega C} \right)}}{2 \left[(1 + \varepsilon) R + (2 + \varepsilon) R_3 - j (2 - \varepsilon) \frac{R_y}{\omega C \left(R_y - \frac{1}{\omega C} \right)} \right]} = A\varepsilon + B,$$

где

$$A = -\frac{1}{2(2+\epsilon)} + \frac{\omega^2 C^2 (R + 2R_3)(R + R_3)}{4} + \\ + \frac{R + R_3}{4R_y} + j \frac{\omega C (R + 2R_3)}{2};$$

$$B = \frac{\omega^2 C^2 (R + 2R_3)^2}{8} + \frac{(R + 2R_3)}{4R_y} + j \frac{\omega C (R + 2R_3)}{4}.$$

Из этих выражений видно, что напряжение небаланса моста при наличии C , R_3 и R_y имеет большее значение, чем при их отсутствии. Так, например, при $\omega =$

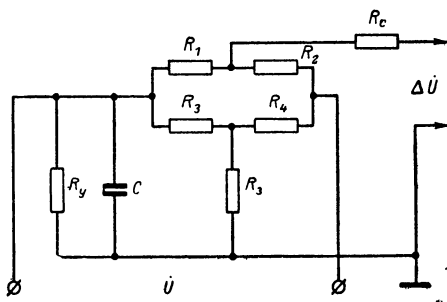


Рис. 8-11.

$= 314$ рад/сек; $C = 2 \cdot 10^9$ ф; $R = 10^3$ ом; $R_3 = 10^3$ ом; $R_y = 10^8$ ом имеем:

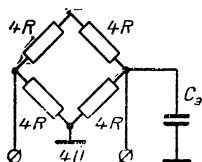
$$A = \frac{1}{2(2+\epsilon)} + 5 \cdot 10^{-4} + j9,4 \cdot 10^{-4};$$

$$B = 7,5 \cdot 10^{-4} + j4,7 \cdot 10^{-4}.$$

Для уменьшения погрешностей измерений в этом случае необходимо уменьшить частоту напряжения питания и использовать индикаторы напряжения небаланса, реагирующие только на его активную составляющую; отсюда следует также, что целесообразно размещать мосты с большим сопротивлением относительно измерительной диагонали дальше от точки заземления, так как R_c не влияет на напряжение небаланса.

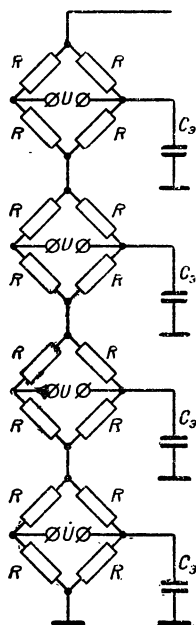
Большие реактивные составляющие небаланса могут мешать нормальной работе индикатора напряжения небаланса. Ввиду этого необходимо принимать меры к их уменьшению. Возможность для этого в многомостовой цепи имеется. Сравним суммарные напряжения небалан-

са четырехмостовой и обычной мостовой цепей, содержащих по 16 датчиков и имеющих одинаковые эквивалентные емкости, присоединенные к вершинам питания мостов (рис 8-12). Если предположить, что напряжения небаланса мостов четырехмостовой цепи имеют одинаковый знак, то получим:



$$\sum_1^4 \left(\frac{\Delta \dot{U}}{\dot{U}} \right)_1 = \pm 10,5 \omega^2 C_3^2 R^2 \pm j 4 \omega C_3 R.$$

Напряжения небаланса четырехмостовой и мостовой цепей в этом случае различаются незначительно. Если же теперь изменить знак напряжения небаланса у моста четырехмостовой цепи, наиболее удаленного от земли, то получим:



$$\sum_1^4 \left(\frac{\Delta \dot{U}}{\dot{U}} \right)_2 = \pm 1,7 \omega^2 C_3 R_2 \pm j 0,5 \omega C_3 R.$$

Следовательно, в этом случае у многомостовой цепи суммарное напряжение небаланса, вызванное наличием C_3 , уменьшается примерно в 10 раз. Заметим, что подобная процедура уменьшения реактивной составляющей напряжения небаланса в многомостовой цепи технически выполняется весьма просто.

Оценивая влияние индуктивных и емкостных связей, а также наводок от электромагнитных полей на неуравновешенный мост многомостовой цепи, необходимо указать, что поскольку при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности, ток в измерительной диагонали мостовой

цепи отсутствует, а напряжение небаланса обычно имеет величину порядка 10^{-6} — 10^{-3} в, наиболее опасны паразитные э. д. с., возникающие в цепях измерительной диагонали моста. Цепи питания не нуждаются в специальных мерах защиты от реактивных связей, но сами могут служить источником возникновения паразитных э. д. с. в измерительной диагонали. В целом защита многомостовых цепей от влияния электромагнитных помех осу-

Рис. 8-12.

ществляется известными способами [Л. 69, 113, 126, 131, 146, 154, 157].

Степень влияния внешних наводок зависит от типа применяемых соединительных линий. Для двухпроводной соединительной линии (см. схему на рис. 8-10,а) при сопротивлении нагрузки, равном бесконечности, и одинаковых сопротивлений плечевых элементов на выходе неуравновешенного моста будет появляться напряжение, равное половине наведенной в контуре двухпроводной соединительной линии э. д. с. Для трехпроводной линии (см. схему на рис. 8-10,б) будет появляться напряжение, равное половине разности э. д. с., наведенных в контурах соединительных линий плеч. Для четырехпроводной линии (см. схему на рис. 8-10,в) могут появиться э. д. с., индуцированные в проводах измерительной диагонали, и падение напряжения на сопротивлении моста относительно измерительной диагонали (при наличии емкостных связей с посторонними цепями). Следовательно, для связи датчиков с остальной измерительной цепью целесообразно применять экранированные трехпроводные (скрученные) и четырехпроводные (скрученные попарно) симметричные линии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Абросимов Э. А., Рылова Н. А., Прецизионный измеритель активных сопротивлений и проводимостей, «Измерительная техника», 1964, № 8.
2. Альтерман Я. Л., Демьяненко Г. В., Крассик С. А., Мост типа МПС-150 для измерения полных сопротивлений, «Вестник связи», 1953, № 2.
3. Арефьев А. А., Автоматический компенсатор с графической записью показаний 100 тензодатчиков, ЦИТЭИН, 1960, вып. 25, № М-60-225/25.
4. Арефьев А. А., Дистанционный переключатель тензодатчиков, «Измерительная техника», 1965, № 9.
5. Арефьев А. А., Устройство для переключения тензодатчиков, Авт. свид. № 162239, Бюллетень изобретений, 1964, № 9.
6. Арефьев А. А., Цапенко М. П., Компенсационное электроизмерительное устройство, Авт. свид. № 109916, Бюллетень изобретений, 1957, № 11.
7. Арефьев А. А., Цапенко М. П., Устройство для многоточечного статического тензометрирования, Авт. свид. № 115817, Бюллетень изобретений, 1958, № 11.
8. Ахмаметьев М. А., Аналоговый модуляционный экстремальный мост переменного тока с записью измеряемых параметров, Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VIII конференции (Новосибирск, 1966), СО изд-ва «Наука», 1970.
9. Ахмаметьев М. А., Казаков С. М., Автоматический полууравновешенный мост для измерения емкости и тангенса угла потерь, Авт. свид. № 199990, Бюллетень изобретений, 1967, № 16.
10. Ахмаметьев М. А., Казаков С. М., Об автоматическом измерении диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь в широком непрерывном диапазоне частот, Известия вузов, «Физика», 1967, № 3.
11. Ахмаметьев М. А., Казаков С. М., Полууравновешенный мост переменного тока для измерения составляющих комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 209577, Бюллетень изобретений, 1968, № 5.
12. Брагин Б. И., Анализ мостовой схемы с двумя парами индуктивно связанных плеч для измерения малых емкостей, Труды Рязанского радиотехнического ин-та, т. 1, 1956.
13. Братусь Ю. В., Карпенко В. П., Сериков И. С., Схемы мостов с тесной индуктивной связью между плечами для измерения параметров ферромагнетиков. Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин, Республиканский межведомственный сборник «Проблемы технической электродинамики», изд-во «Наукова думка», 1966.

14. Братусь Ю. В., Карпенко В. П., Сериков И. С., Сходимость мостовых схем с индуктивными компараторами тока. Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин, Республиканский межведомственный сборник «Проблемы технической электродинамики, изд-во «Наукова думка», 1966.

15. Будницкая Е. А., Карпенко В. П., Анализ погрешностей мостов с индуктивными делителями напряжения. Повышение точности и автоматизация измерительных систем, Республиканский межведомственный сборник «Проблемы технической электродинамики», изд-во «Наукова думка», 1965.

16. Быков М. А., Основные вопросы теории и практики точных измерений фазовых погрешностей у конденсаторов и безреактивных сопротивлений и конструирование образцовых беспотерьных конденсаторов и безреактивных мер сопротивления, Автореферат по опубликованным работам, представленным на соискание ученой степени доктора технических наук, изд. ВНИИМ, Москва, 1962.

17. Быков М. А., О беспотерных воздушных конденсаторах и об одном опыте их применения, Труды МГИИП «Электрические измерения», Машгиз, вып. 2, 1950.

18. Высокочастотный измерительный мост ВМ 431 фирмы Тесла, Техническое описание прибора, 1962.

19. Геоссен Г. В., О чувствительности некоторых мостовых цепей с индуктивно связанными плечами, Труды институтов Комитета стандартов, Стандартиз, вып. 67, (127), 1962.

20. Геоссен Г. В., Теория и расчет мостов с индуктивно связанными плечами для измерения параметров конденсаторов при низких напряжениях, Изд-во Военной Академии связи, 1962.

21. Городецкий С. С., Измерения на высоком напряжении, ОНТИ, 1934.

22. Гофман А. А., Коррекция динамической погрешности преобразователей температуры системой комбинированных токоприемников, «Измерительная техника», 1966, № 4.

23. Гофман А. А., Малогабаритные автокомпенсаторы для измерения температуры. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды II конференции (Новосибирск, 1960), Изд-во СО АН СССР, 1962.

24. Гриневич Ф. Б., Автоматические мосты переменного тока, Новосибирск, РИО СО АН СССР, 1964.

25. Гриневич Ф. Б., Автоматический цифровой измеритель влажности нефти. Элементы и схемы устройств автоконтроля, Сборник статей, Изд-во АН Киргизской ССР, 1966.

26. Гриневич Ф. Б., Мост для измерения комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 174261, Бюллетень изобретений, 1965, № 7.

27. Гриневич Ф. Б., Принципы построения автоматических мостов переменного тока с экстремальным регулированием, «Измерительная техника», 1960, № 12.

28. Гриневич Ф. Б., Способ уравнивания модуляционных экстремальных мостов переменного тока, Авт. свид. № 201532, Бюллетень изобретений, 1967, № 18.

29. Гриневич Ф. Б., Трансформатор для мостов с индуктивно связанными плечами, Авт. свид. № 168787, Бюллетень изобретений, 1965, № 5.

30. Гриневич Ф. Б., Цифровой мост переменного тока с тес-

ной индуктивной связью, Авт. свид. № 168378, Бюллетень изобретений, 1965, № 4.

31. Гриневич Ф. Б., Мантуш Т. Н., Об одной схеме автоматического процентного моста. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VI конференции (Новосибирск, 1964), СО изд-ва «Наука», 1967.

32. Гриневич Ф. Б., Новик А. И., О построении емкостных сигнализаторов уровня с двойными мостовыми измерительными цепями, «Автометрия», 1967, № 1.

33. Гриневич Ф. Б., Панков Б. Н., Соболевский К. М., Мост переменного тока с тесной индуктивной связью, Авт. свид. № 167247, Бюллетень изобретений, 1965, № 1.

34. Гриневич Ф. Б., Соболевский К. М., Панков Б. Н., Мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров катушек индуктивности по последовательной схеме замещения, Авт. свид. № 188577, Бюллетень изобретений, 1966, № 22.

35. Гриневич Ф. Б., Чеботарев А. В., Измерительная цепь цифрового автоматического моста переменного тока, «Автометрия», 1966, № 3.

36. Гриневич Ф. Б., Чеботарев А. В., Мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров конденсаторов, Авт. свид. № 169676, Бюллетень изобретений, 1965, № 7.

37. Гриневич Ф. Б., Чеботарев А. В., Мост с тесной индуктивной связью для измерения параметров конденсаторов, Авт. свид. № 168789, Бюллетень изобретений, 1965, № 5.

38. Гриневич Ф. Б., Чеботарев А. В., Новик А. И., Элементы и схемы цифровых экспресс-мостов переменного тока, Изд-во АН Киргизской ССР, Фрунзе, 1963.

39. Грохольский А. Л., Измерители добротности — куметры, СО изд-ва «Наука», 1966.

40. Грохольский А. Л., Измеритель магнитных характеристик материалов. Новые методы и аппаратура для испытаний ферромагнитных материалов, Труды институтов Комитета стандартов, Стандартгиз, вып. 64 (124), 1962.

41. Грохольский А. Л., Измеритель малых активных и реактивных сопротивлений при высоких частотах. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды II конференции (Новосибирск, 1960), Изд-во СО АН СССР, 1962.

42. Грохольский А. Л., Измеритель проводимости в диапазоне частот 1—250 Мгц по двойной Т-образной схеме, Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений (Новосибирск, 1959), Изд-во СО АН СССР, 1961.

43. Грохольский А. Л., К вопросу о погрешности моста с индуктивно связанными плечами при шунтировании их сопротивлениями. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 5, Изд-во СО АН СССР, 1962.

44. Грохольский А. Л., Магазин малых емкостей, Авт. свид. № 169696, Бюллетень изобретений, 1965, № 7.

45. Грохольский А. Л., Об отсчетной шкале образцовых конденсаторов переменной емкости. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 3, Изд-во СО АН СССР, 1962.

46. Грохольский А. Л., Образцовые меры емкости первого разряда, Автореферат кандидатской диссертации, ВНИИМ, Ленинград, 1955.

47. Грохольский А. Л., Образцовый конденсатор малой емкости 0—10 $nф$ с погрешностью 0,01—0,02%, сб. «Новые измерительные приборы и методы их поверки», Стандартгиз, 1961, № 12.
48. Грохольский А. Л., Способ изготовления трансформаторов с распределенными параметрами, Авт. свид. № 164892, Бюллетень изобретений, 1964, № 17.
49. Грохольский А. Л., Трансформатор для включения в мостовую схему с индуктивно связанными плечами, Авт. свид. № 155854, Бюллетень изобретений, 1963, № 14.
50. Грохольский А. Л., Трехконтактный конденсатор малой емкости от 0,0001 до 1 $nф$, «Измерительная техника», 1958, № 6.
51. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л., Метод калибровки индуктивных делителей напряжения в широком диапазоне частот. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VIII конференции (Новосибирск, 1966), СО изд-ва «Наука», 1970.
52. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л., Методы получения плечевых обмоток трансформаторных мостов на основе мультифилярной системы проводов, Проблемы электрометрии, Труды ИАЭ СО АН СССР, СО изд-ва «Наука», 1967.
53. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л., О построении прецизионного трансформаторного моста, «Автометрия», 1966, № 1.
54. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л., Федосеев Г. С., Эталонный конденсатор с расчетной емкостью, Авт. свид. № 171048, Бюллетень изобретений, 1965, № 10.
55. Грохольский А. Л., Кашеев Э. Л., Шмойлов Н. Ф., О конструировании тороидальных трансформаторов с минимальным активным сопротивлением обмотки для мостовых цепей, «Автометрия», 1966, № 5.
56. Грохольский А. Л., Мамонов А. А., Устройство для измерения малых сопротивлений, Авт. свид. № 175123, Бюллетень изобретений, 1965, № 19.
57. Грохольский А. Л., Одинцов В. А., О повышении точности воспроизведения единицы емкости — фарады, Известия СО АН СССР, серия техн. наук, 1964, № 2.
58. Грохольский А. Л., Одинцов В. А., Эталонный конденсатор, Авт. свид. № 158346, Бюллетень изобретений, 1963, № 21.
59. Грохольский А. Л., Соболевский К. М., Мосты переменного тока с индуктивно связанными плечевыми элементами, «Автометрия», 1965, № 1.
60. Дмитриев Е. И., Измерение малых перемещений индуктивным методом, Изд-во АН СССР, 1945.
61. Дмитриев Е. И., Измерение перемещений индуктивным методом, Изд-во АН СССР, 1935.
62. Ерофеев А. В., Электронные приборы теплового контроля и регулирования, Госэнергоиздат, 1951.
63. Жданов Г. М., Телеизмерения, ч. II, Госэнергоиздат, 1953.
64. Зактрегер И. И., Автоматическое измерение малых механических перемещений индуктивным методом, «Автоматика и телемеханика», 1938, № 2.
65. Зданис Ю. П., Основные свойства измерительных схем с дифференциальными трансформаторами и сопоставление их с мостовыми схемами, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению (Львов, 1956), Изд-во АН УССР, 1959.

66. Зелях Э. В., Описание устройства для измерения электрических сопротивлений на звуковой и высокой частотах, Авт. свид. № 42208 с приоритетом от 4 апреля 1934 г., Вестник по изобретениям, 1935, № 3.

67. Калантаров П. Л., Цейтлин Л. А., Расчет индуктивностей, Госэнергоиздат, 1955.

68. Карандеев К. Б., Методы электрических измерений, Госэнергоиздат, 1952.

69. Карандеев К. Б., Мостовые методы измерений, Гостехиздат СССР, 1953.

70. Карандеев К. Б., Некоторые вопросы теории дифференциальных трансформаторов, Научные записки Львовского политехнического ин-та, серия электротехническая, вып. 5, 1949, № 2.

71. Карандеев К. Б., Специальные методы электрических измерений, Госэнергоиздат, 1963.

72. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., О построении автоматических мостов для измерения параметров конденсаторов малой емкости. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды II конференции (Новосибирск, 1960), Изд-во СО АН СССР, 1962.

73. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И., Емкостный уровнемер, Авт. свид. № 146521, Бюллетень изобретений, 1962, № 8.

74. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И., Емкостные самокомпенсированные уровнемеры, Изд-во «Энергия», 1966.

75. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Новик А. И., О построении емкостных уровнемеров, «Измерительная техника», 1961, № 10.

76. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Соболевский К. М., О свойствах одной схемы моста со взаимной индуктивностью между двумя соседними плечами, Доклады Львовского политехнического ин-та, т. I, вып. 2, 1955.

77. Карандеев К. Б. и др., Цифровой мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 194947, Бюллетень изобретений, 1967, № 9.

78. Карандеев К. Б. и др., Цифровой мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 194946, Бюллетень изобретений, 1967, № 9.

79. Карандеев К. Б. и др., Автоматический контроль электрических конденсаторов, СО изд-ва «Наука», 1970.

80. Карандеев К. Б., Гриневич Ф. Б., Шульц В. П., О построении автоматических мостовых устройств сортировки слюдяных конденсаторов, Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды II конференции (Новосибирск, 1960), Изд-во СО АН СССР, 1962.

81. Карандеев К. Б., Сигорский В. П., Соболевский К. М., Влияние сопротивления в диагонали источника питания на чувствительность моста переменного тока, Доклады Львовского политехнического ин-та, т. I, вып. 2, 1955.

82. Карандеев К. Б., Сигорский В. П., Соболевский К. М., Некоторые вопросы теории мостов переменного тока, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению (Львов, 1956), Изд-во АН СССР, 1959.

83. Карандеев К. Б., Штамбергер Г. А., Обобщенная теория мостовых цепей переменного тока, Изд-во СО АН СССР, 1961.

84. Карпенко В. П., Анализ точности двойных мостовых схем с тесной индуктивной связью между плечами. Контрольно-измерительная техника, Республиканский межведомственный научно-технический сборник, Изд. Львовского университета, вып. 3, 1966.

85. Карпенко В. П., Некоторые замечания по поводу статьи Д. Каро о новых высокоточных измерительных схемах, «Измерительная техника», 1961, № 8.

86. Карпенко В. П., О расчете некоторых погрешностей в двойных трансформаторных измерительных мостах, «Автометрия», 1966, № 3.

87. Карпенко В. П., Шакола Ю. А., Вопросы точности мостовых схем с индуктивно связанными плечами в цепи указателя равновесия. Контрольно-измерительная техника, Республиканский межведомственный научно-технический сборник, Изд. Львовского университета, вып. 1, 1965.

88. Карлихин В. В., Техника измерений электрических параметров конденсаторов, Госэнергоиздат, 1955.

89. Ковалев Е. А., Соболевский К. М., Шульц В. П., Многопредельное компенсационно-мостовое устройство с динамическим уравниванием для контроля и сортировки электрических конденсаторов, Авт. свид. № 171911, Бюллетень изобретений, 1965, № 12.

90. Кочан В. А., Пеленский Р. А., Тензометрические и дифференциальные схемы на трансформаторах тока, «Измерительная техника», 1966, № 6.

91. Красик С. А., Комплект приборов для измерения больших значений отношений комплексных напряжений на частотах от 10 до 100 кГц, Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений (Новосибирск, 1959), Изд-во СО АН СССР, 1961.

92. Красик С. А., Мост для измерения полных сопротивлений (проводимостей) в диапазоне частот до 300 кГц, Труды конференции по электрическим измерениям и приборостроению (Львов, 1956), Изд-во АН УССР, 1959.

93. Красиленко В. А., Исследование методики синтеза структур квазиуравновешенных электроизмерительных цепей, Автореферат кандидатской диссертации, Новосибирский электротехнический ин-т, 1967.

94. Кротков И. Н., Методы и аппаратура для точных измерений основных характеристик диэлектриков в диапазоне частот радиовещания, «Измерительная техника», 1964, № 4.

95. Кротков И. Н., Точные измерения электрических емкости и индуктивности, Изд-во стандартов, 1966.

96. Кротова В. И., Потенциометры, ВНИИМ, Машгиз, 1960.

97. Круг К. А., Основы электротехники, ОНТИ, 1936; Госэнергоиздат, 1946.

98. Кустовская В. Н., Индуктивные делители напряжения, Контрольно-измерительная техника, Республиканский межведомственный научно-технический сборник, Изд. Львовского университета, вып. 1, 1965.

99. Кустовская В. Н., Мотора Е. Н., Скрипник Ю. А., Квазиуравновешенный мост для одновременного и независимого из-

мерения индуктивности и добротности комплексных сопротивлений. Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин, Республиканский межведомственный сборник «Проблемы технической электродинамики», изд-во «Наукова думка», 1966.

100. Лебедев - Красин Ю. М., Широкополосные трансформаторы нового типа, «Радиотехника», т. 12, 1957, № 9.

101. Левин М. И., Расчет погрешностей трансформаторов тока, Труды МГИМИП, Электрические измерения, Машгиз, вып. 2, 1950.

102. Левин М. И., Чувствительность трансформаторных измерительных мостов, «Автометрия», 1967, № 3.

103. Левин М. И., Электрические измерения, Элементы теории электрических измерительных цепей, Изд. МЭИ, 1965.

104. Майзель М. Б., Мембранный манометрический датчик с фольговыми тензометрическими датчиками, Труды совещания «Методы и приборы тензометрии», ГОСИТИ, 1964.

105. Майзель М. Б., Шестимембранный датчик давления, «Приборостроение», 1962, № 12.

106. Майоров Ф. В., Электронные регуляторы, Гостехиздат, 1956.

107. Маликов М. Ф., Основы метрологии, Комитет по делам мер и измерительных приборов при СМ СССР, 1949.

108. Малкина О. Г., Измерение комплексных сопротивлений методом магнитно связанных цепей, «Измерительная техника», 1959, № 6.

109. Малкина О. Г., Магнитно связанные цепи как элементы автоматики и аппаратов, Автореферат кандидатской диссертации, МЭИ, 1963.

110. Мантуш Т. Н., Автоматический прибор для массового контроля конденсаторов, «Радио», 1966, № 6.

111. Мильштейн В. Н., Основы электрического расчета индуктивных измерителей малых перемещений, «Автоматика и телемеханика», 1940, № 2.

112. Мильштейн В. Н., Энергетические соотношения в электроизмерительных приборах, Госэнергоиздат, 1960.

113. Нестеренко А. Д., Основы расчета электроизмерительных схем уравнивания, Изд-во АН УССР, изд. 1-е, 1953; изд. 2-е, 1960.

114. Нестеренко А. Д., Карпенко В. П., Некоторые погрешности многообмоточных трансформаторных схем уравнивания. Методы и аппаратура для измерения электрических и магнитных величин, Республиканский межведомственный сборник «Проблемы технической электродинамики», изд-во «Наукова думка», 1966.

115. Нижний С. М., Меры и магазины емкостей, индуктивностей и взаимных индуктивностей, изд-во «Энергия», 1967.

116. Нижний С. М., Мосты переменного тока, изд-во «Энергия», 1966.

117. Нокалн В. Э., Поплова И. Б., Индукционный делитель напряжения. Вопросы общего электроприборостроения, Изд-во АН УССР, 1960.

118. Панков Б. Н., Квадратурные квазиуравновешенные мосты повышенной точности, Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, 1966.

119. Панков Б. Н., О выборе параметров трансформаторных мостов с фазочувствительными указателями для обеспечения пра-

вильности формирования управляющих воздействий. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VII конференции (Новосибирск, 1965), СО изд-ва «Наука», 1967.

120. Панков Б. Н., О дополнительных требованиях к параметрам емкостных трансформаторных мостов с фазочувствительными указателями, «Автометрия», 1965, № 5.

121. Панков Б. Н., Соболевский К. М., Мост переменного тока с согласованными сопротивлениями в плечах и диагонали источника питания. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 9, РИО СО АН СССР, 1964.

122. Панков Б. Н., Соболевский К. М., О повышении точности квазиуравновешенных мостовых цепей, «Автометрия», 1965, № 4.

123. Панков Б. Н., Шульц В. П., О построении измерительной части устройства для статистического контроля конденсаторов по емкости. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 5, Изд-во СО АН СССР, 1962.

124. Панков Б. Н., Шульц В. П., Устройство для статистического контроля конденсаторов по емкости. Передовой научно-технический опыт, ГОСИНТИ, 1963, № 35-63-392/3.

125. Пинчук Л. Е., О возможности использования многоомовой измерительной схемы в цифровых омметрах. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды IV конференции (Новосибирск, 1964), РИО СО АН СССР, 1967.

126. Поливанов К. М., Нетушил А. В., Жуховицкий Б. Я., Электромагнитное влияние многопроводной линии с учетом скручивания проводов, «Электричество», 1951, № 7.

127. Пучкин Б. И., О случайных погрешностях измерения при суммировании сигналов тензодатчиков. Автоматический контроль и электрические измерения, Изд-во СО АН СССР, вып. 1, 1960.

128. Ремнев В. Ф., Анализ работы дифференциального трансформатора, Известия электропромышленности слабого тока, 1939, № 5.

129. Сигорский В. П., Анализ электронных схем, Гостехиздат УССР, 1963.

130. Соболевский К. М., Анализ и общие свойства чувствительности электроизмерительных цепей уравновешивания. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VII конференции (Новосибирск, 1965), СО изд-ва «Наука», 1970.

131. Соболевский К. М., Некоторые вопросы защиты мостов переменного тока от влияния паразитных связей, Автореферат кандидатской диссертации, Львовский политехнический ин-т, 1956.

132. Соболевский К. М. О некоторых возможностях построения измерительных цепей уравновешивания, Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 9, РИО СО АН СССР, 1964.

133. Соболевский К. М., Обобщенный метод анализа чувствительности электроизмерительных цепей уравновешивания, «Автометрия», 1965, № 6.

134. Соболевский К. М., Основы синтеза квазиуравновешенных цепей для раздельного измерения составляющих комплексных величин, Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды IV конференции (Новосибирск, 1962), РИО СО АН СССР, т. 1, 1964.

135. Соболевский К. М., Чувствительность четырехплече-

го моста при одном способе включения. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 5, Изд-во СО АН СССР, 1962.

136. Соболевский К. М., Гриневич Ф. Б., К вопросу о чувствительности моста с тесной индуктивной связью. Электрические методы автоматического контроля, Труды ИАЭ СО АН СССР, вып. 5, Изд-во СО АН СССР, 1962.

137. Соболевский К. М., Красиленко В. А., К анализу погрешностей измерительных цепей уравнивания, Известия СО АН СССР, серия техн. наук, вып. 1, 1965, № 2.

138. Соболевский К. М., Красиленко В. А., Квазиуравновешенный мост для раздельного измерения индуктивных составляющих комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 183278, Бюллетень изобретений, 1966, № 13.

139. Соболевский К. М., Красиленко В. А., Квазиуравновешенный мост для раздельного измерения составляющих комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 182233, Бюллетень изобретений, 1966, № 11.

140. Соболевский К. М., Красиленко В. А., Об одной задаче синтеза квазиуравновешенных мостовых цепей, «Измерительная техника», 1965, № 4.

141. Соболевский К. М., Панков Б. Н., Мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров (катушек индуктивности), Авт. свид. № 178897, Бюллетень изобретений, 1966, № 4.

142. Соболевский К. М., Панков Б. Н., Об одном способе раздельного измерения параметров комплексных сопротивлений. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VI конференции (Новосибирск, 1964), СО изд-ва «Наука», 1967.

143. Соболевский К. М., Панков Б. Н., Способ измерения комплексных сопротивлений, Авт. свид. № 160755, Бюллетень изобретений, 1964, № 5.

144. Соболевский К. М., Панков Б. Н., Бутт В. Е., Цифровой мост для измерения параметров катушек индуктивности, Авт. свид. № 245903, Бюллетень изобретений, 1969, № 20.

145. Соболевский К. М., Панков Б. Н., Ораевская А. А., Прибор для измерения емкости конденсаторов в цеховых условиях с повышенной точностью. Автоматический контроль и методы электрических измерений, Труды VI конференции (Новосибирск, 1964), СО изд-ва «Наука», 1967.

146. Соболевский К. М., Шакола Ю. А., Защита мостов переменного тока, Изд-во АН УССР, 1957.

147. Соловьев Н. Н., Основы измерительной техники проводной связи, ч. 2, Госэнергоиздат, 1957.

148. Справочник по радиотехнике (под общей редакцией Б. А. Смирнина), Госэнергоиздат, 1950.

149. Станиславский Б. И., Электрические счетно-решающие устройства, Судпромгиз, 1948.

150. Темников Ф. Е., Автоматические регистрирующие приборы, изд. 2-е, Машгиз, 1960.

151. Фулиньски В., Новые концепции компенсационно-дифференциальных схем для проверки измерительных трансформаторов напряжения, АСТА ИМЕКО, 1964, т. III, Будапешт, 1964.

152. Хорна О., Тензометрические мосты, Госэнергоиздат, 1962.
153. Хунд А., Измерение на высокой частоте, Гостехиздат, 1931.
154. Цапенко М. П., Автоматические измерительные компенсаторы с декадными магазинами сопротивления, Автореферат кандидатской диссертации, МЭИ, 1957.
155. Цапенко М. П., Автоматические компенсаторы с декадными магазинами сопротивлений, «Приборостроение», 1957, № 1.
156. Цапенко М. П., Декадный компенсационный узел для автоматических компенсаторов, Авт. свид. № 103642, Бюллетень изобретений, 1956, № 6.
157. Цапенко М. П., Многомостовые измерительные схемы переменного тока, «Измерительная техника», 1956, № 6.
158. Цапенко М. П., Мостовое устройство для измерения неэлектрических величин, Авт. свид. № 106235, Бюллетень изобретений, 1957, № 5.
159. Цыкин Г. А., Трансформаторы низкой частоты, Связьиздат, 1950.
160. Чеботарев А. В., Методы построения и схемы цифровых экстремальных мостов переменного тока, Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, 1965.
161. Чеботарев А. В., Мост с индуктивно связанными плечами для измерения емкости и $\operatorname{tg} \delta$, Авт. свид. № 168788, Бюллетень изобретений, 1965, № 5.
162. Шидлович Л. Х., Дифференциальные трансформаторы и их применение, изд-во «Энергия», 1966.
163. Шмайгер С. И., Способ намотки трансформаторов, Авт. свид. № 180690, Бюллетень изобретений, 1966, № 8.
164. Шрамков Е. Г., Электрические и магнитные измерения, ОНТИ, 1937.
165. Штамбергер Г. А., О раздельном измерении компонент комплексных величин методами уравнивания, Известия вузов, «Приборостроение», т. VI, 1963, № 3.
166. Шульц В. П., Мост для измерения индуктивности и сопротивления катушек индуктивности, Авт. свид. № 185403 и 185404, Бюллетень изобретений, 1966, № 17.
167. Шульц В. П., Мост с индуктивно связанными плечами для измерения параметров конденсаторов и катушек индуктивности, Авт. свид. № 171910, Бюллетень изобретений, 1965, № 12.
168. Шульц В. П., Некоторые методы автоматического контроля и нормирования электрических конденсаторов, Автореферат кандидатской диссертации, СО АН СССР, 1966.
169. Шульц В. П., Бутт В. Е., Мост переменного тока для измерения параметров конденсаторов, Авт. свид. № 160756, Бюллетень изобретений, 1963, № 6.
170. Шульц В. П., Панков Б. Н., Мост переменного тока с индуктивно связанными плечами, Авт. свид. № 177530, Бюллетень изобретений, 1966, № 1.
171. Шульц В. П., Шагалов Ю. Я., Устройство для управления намоткой секций рулонных конденсаторов постоянной емкости, Авт. свид. № 175141, Бюллетень изобретений, 1965, № 19.
172. Электронная весоизмерительная система, Electronics, 1951, № 12.

173. Эпштейн С. Л., Измерение характеристик конденсаторов, изд-во «Энергия», 1965.
174. Arnold A. H. M., The effect capacitance on the design of toroidal current transformers, Proceedings of IEE, vol. 97, 1950, pt II (Power Engineering), № 60.
175. Binnie A. J., An inductive decade divider of low output impedance, Scient Instrum, vol. 41, 1964, № 12.
176. Blumlein A. D., British patent № 323,037, 1928.
177. Brooks H. B., Holtz F. C., The two-stage current transformer, Transactions of AIEE, vol. 41, June, 1922.
178. Butler F. A., Bridges with inductive ratio arms. Compensation for leakage reactance effects, Electronic Technology, vol. 37, 1960, № 8.
179. Calvert R., A new technique in bridge measurements, Electronic Engineering, vol. 20, 1948, p. 28.
180. Calvert R., Improvements in or relating to apparatus for measuring electrical impedances, British patent № 1,023,041, applic. 1962, publ. 1966.
181. Calvert R., Improvements in or relating to pressure responsive apparatus, British patent № 1,023,042, applic. 1962, publ. 1966.
182. Calvert R., The transformer ratio-arm bridge, Instruments and Control Systems, 1961, № 34.
183. Calvert R., Mildwater J., Improvements in or relating to electrical bridges, British patents № 1,023,043 & 1,025,212, applic. 1962, publ. 1966.
184. Calvert R., Mildwater J., Self-balancing transformer ratio-arm bridges, Electronic Engineering, vol. 35, 1963, p. 782.
185. Clark H. A., Vanderlin P. B., Double-ratio a. c. bridges with inductively-coupled ratio arms, Proceedings of IEE, vol. 96, pt III, 1949, p. 189, 210.
186. Cutkosky R. D., Active and passive direct-reading ratio sets for comparison of audio frequency admittances, Journal of Research NBS, Engineering and Instrumentations, vol. 68C, 1964, № 4.
187. Cutkosky R. D., Shields J. Q., The precision measurement of transformer ratios, IRE Transactions on Instrumentations, vol. 1—9, 1960, № 2.
188. Dunn A. F., Construction d'un pont a transformateur pour la mesure des condensats leurs á trois bornes, 10-e session Com. Consult. Electr. (1963), Paris, 1964.
189. Fletcher K., Use of transformer ratio bridges in component measurements, Radio and Electronic Components, 1962, № 2.
190. Foord T. R., Langlands R. S., Measurement toroidal transformer ratios, Electronic Technology, vol. 39, 1962, № 2.
191. Gibbings D. L. H., A circuit for reducing the exciting current of inductive devices, Proceedings of IEE, vol. 108, 1961, p. 339.
192. Hague B., Alternating current bridge methods, 5th edition (revised), Pitman, London, 1959.
193. Hausrath H., Nernst-Festschrift, 1912, S. 176—189.
194. Hill J. J., Techniques for the calibration of standard current transformers to 20 kc/s, Proceedings of IEE, vol. 108, pt B, 1961, № 39.
195. Hill J. J., Miller A. P. A seven-decade adjustable ratio inductively coupled voltage divider with 0.1 part per million accuracy, Proceedings of IEE, vol. 109, pt B, 1962, № 44.

196. Holmqvist S., Direct current potentiometer, *Erricson Review*, 1946, № 11.
197. Howland B., Improved square wave inductance bridge, *Review of Scientific Instruments*, vol. 31, 1960, № 7.
198. Hund A., *Electrical World*, vol. 84, 1924, pp. 988.
199. Hund A., *Jahrb. der Elektrotechnik*, 1913, S. 199.
200. Jurgen R. K., Tubes at work. Including industrial control. Electronic weighting system, *Electronics*, 1951, № 12.
201. Karo D., A novel, high-accuracy circuit for the measurement of impedance in the a. f., r. f and v. h. f. ranges, *Proceedings of IEE*, vol. 105, pt B, 1958, № 24.
202. Keats G. H., Precision ratio transformer, U.S.A. patent № 3179,875, 1965, 323-43-5h01f.
203. Kirke H. L., Radio-frequency bridges, *Journal IEE*, vol. 92, pt III, 1945, p. 2.
204. Klarke L. N., Transformer bridges for use with resistance strain gauges and similar transducers, *J. Scient. Instrum.*, vol. 37, 1960, № 10.
205. Kusters N. L., Moore W. J. M., The compensated current comparator; a new reference standard for current transformer calibrations in industry, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-13, 1964, p. 107.
206. Kusters N. L., Moore W. J. M., The current comparator and its applications to the absolute calibration of current transformers, *Power Apparatus and Systems*, vol. 80, 1961, № 53.
207. Kusters N. L., Moore W. J. M., The development and performance of current comparators for audio frequencies, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-14, 1965, № 4.
208. Kusters N. L., Petersons O., A transformer-ratio-arm bridge for high-voltage capacitance measurements, *IEEE Transactions on Communication and Electronics*, November, 1963.
209. Lampard D. G., A new theorem in electrostatics with applications to calculable standards of capacitance (The Institution of Electrical Engineers, № 216M), January 1957.
210. Laws F. A., *Electrical measurements*, New York, MacGraw-Hill Book Company, 1938.
211. Leslie W. H. P., Choosing transformer ratio-arm bridges, *Proceedings IEE*, vol. 108, pt B, 1961, № 41.
212. Lisle R., Zapp T., Comparison calibration of inductive voltage dividers, *ISA Transactions*, vol. 3, 1964, № 3.
213. Maurice D., Minns R. H., Very-wide band radio-frequency transformer, *Wireless Engineer*, vol. 24, 1947, № 285.
214. Mayo C. G., Transformer ratio arm bridges, *Electrical Review*, vol. 168, 1961, № 3.
215. McGregor M. C. and oth., New apparatus at the National Bureau of Standards for absolute capacitance measurement, *IRE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 1—7, 1958, № 3—4.
216. Mildwater J., Improvements in or relating to electrical transformers, British patent № 1,028,732, applic. 1962, publ. 1966.
217. Miljanic P. N., Adjustable complex-ratio transformer, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. IM-14, 1965, № 3.
218. Miljanic P. N., Kusters N. L., Moore W. J. M., The

development of the current comparator, a high accuracy a. c. ratio measuring device, Communication and Electronics, vol. 81, 1962, № 63.

219. Millea A., Metode și aparate de precizie pentru măsurarea capacității electrice, III, Punți cu brate curlate inductiv, Metrol. apl., 1966, № 7.

220. Oatley C. W., Yates J. G., Bridges with coupled inductive ratio arms as precision instruments for the comparison laboratory standards of resistance of capacitance, Proceedings of IEE, vol. 101, pt III, 1954, p. 91.

221. O'Meara T. R., A wide band high frequency transformer using a ferrite core, Proceedings of the National Electronic Conference, October, 1954.

222. Parry C. A., Design factors in a capacity bridge of high accuracy, Communication Review, vol. 1, 1948.

223. Патент Германии № 147359, класс 21e, от 11 января 1904 г., заявлено 25 февраля 1903 г.

224. Petersons O., A self-balancing high-voltage capacitance bridge, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-13, 1964, p. 216.

225. Petersons O., Improvement of instrument transformer accuracy using feedback techniques, Ottawa, Carlton University, 1965.

226. Pinckney C. B., A method for calibration of precision voltage dividers, Trans. Amer. IEE, vol. 76, 1959, № 5.

227. Powell R. C., Jikling R. M., Hess A. E., High frequency impedance standards at the National Bureau of Standards, IRE Transactions on Instrumentation, vol. 1—7, 1958, № 3—4.

228. Puckle O. S., Numerally controlled machine tools, Proceedings of IRE Australia, vol. 19, 1958, № 3.

229. Riley J. C., A. c. measurements using ratio techniques, ISA Journal, 12, 1965, № 3.

230. Rosenthal D., Elektrotechnische Zeitschrift, 4, 1883, s. 147.

231. Sze W. C., Measurement of voltage ratio at audio frequencies, Communication and Electronics, 1957, № 32.

232. Sze W. C., Dunn A. F., Zapf T. L., Comparison of inductive voltage divider calibration at 400 and 1,000 c/s, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-14, 1965, № 3.

233. Specht T. R., Rademacher L. B., Moore H. R., Measurement of iron and copper losses in transformers, Power Apparatus and Systems, vol. 77, August, 1958.

234. Thomkins J., Jones B. L., Tuttle P. D., Measurement of resistance and reactance of expanded ACSR, Power Apparatus and Systems, vol. 74, June 1955.

235. Thompson A. M., A. c. bridge methods for the measurement of three-terminal admittances, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-13, pt 1, 1964, № 4.

236. Thompson A. M., The precise measurement of small capacitance, IRE Transactions on Instrumentation, vol. 1—7, 1958, № 3—4.

237. Thurston A. Z., Curshman R. W., Precision determination of weight by means of bonded strain gauges, Experimental Stress Analysis, vol. 3, 1945, № 1.

238. Trautwein F., Jahrb. der d. Tel. und Telph., Bd 28, 1921, S. 261.
239. Walsh R., Inductive ratio arms in alternating current bridge circuits, Philosophical Magazine, 7th series, vol. 10, 1930, p. 49.
240. Watton W. L., Pemberton M. E., A direct-capacitance aircraft altimeter, Proc. IEE, vol. 96, pt III, 1949, p. 203.
241. Wigan E. R., Measurement of complex voltage ratio, Electr. Technol., vol. 37, 1960, № 11.
242. Wilde H., Die Vorteile der Gegeninduktivitäts Messbrücke bei ferromagnetischen Messungen, Archiv der elektrischen Übertragung, 1952, № 9.
243. Wilhelm H. T., Impedance bridges for the megacycle range, Bell. Syst. Techn. Journal, vol. 31, 1952, p. 999.
244. Zapf T. L., Precise voltage-ratio measurement, Electro-Technol., 76, 1965, № 4.
245. Zapf T. L., The accurate measurement of voltage ratios of inductive voltage dividers, ACTA IMEKO, T. 3, 1964.
246. Zapf T. L., The calibration of inductive voltage dividers and analysis of their operational characteristics, ISA Transactions, vol. 2, 1963.
247. Zapf T. L., Voltage ratio measurements with a transformer capacitance bridge, Journal of Research of NBS, vol. 66C, 1962, № 1.
248. Zapf T. L., Chinburg C. H., Wolf H. K., Inductive voltage dividers with calculable relative corrections, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. IM-12, September, 1963.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	4
Глава первая. Принципы построения трансформаторных измерительных мостов	12
1-1. Индуктивные плечевые элементы с тесной связью, их основные свойства и режимы работы	12
1-2. Простейшие схемы включения индуктивно связанных плечевых трансформаторов напряжения и компараторов токов	16
1-3. Принципиальные схемы и условия равновесия четырехплечих трансформаторных измерительных мостов	20
1-4. Принципиальные схемы и условия равновесия двойных трансформаторных измерительных мостов	31
1-5. Основы построения и функциональные возможности многоплечих трансформаторных измерительных мостов	46
Глава вторая. Чувствительность и помехоустойчивость трансформаторных измерительных мостов	51
2-1. Эквивалентные схемы измерительных цепей с тесной индуктивной связью	51
2-2. Чувствительность мостовых цепей с трансформаторами напряжения и компараторами токов	58
2-3. Влияние остаточных параметров индуктивно связанных плеч на получение высокой и постоянной чувствительности	68
2-4. Получение высокой и постоянной чувствительности трансформаторных мостов с дискретным уравниванием	72
2-5. Реальная помехоустойчивость и элементы защиты трансформаторных измерительных мостов	78
2-6. Условия уменьшения погрешностей уравновешенных мостов при шунтировании индуктивно связанных плеч паразитными сопротивлениями	86
Глава третья. Элементарные плечевые узлы с тесной индуктивной связью	92
3-1. Физические предпосылки тесной связи в индуктивных плечевых элементах	92
3-2. Основные источники погрешностей индуктивно связанных плечевых элементов	96
3-3. Основные типы обмоток, обеспечивающих тесную индуктивную связь	101

3-4. Улучшение связи элементов с большим плечевым отношением с помощью вспомогательных обмоток	112
3-5. Способы связи плечевых элементов с генератором и индикатором	113
Глава четвертая. Сложные плечевые элементы с тесной индуктивной связью	118
4-1. Расширение диапазона плечевых отношений путем параллельного или последовательного включения основного и дополнительного плечевых элементов	119
4-2. Расширение диапазона плечевых отношений применением вспомогательных измерительных трансформаторов напряжения и тока	123
4-3. Многодекадный трансформатор напряжения с каскадным включением индуктивно связанных декад	126
4-4. Многодекадные трансформаторы напряжения и тока с последовательным включением индуктивно связанных декад	129
4-5. Многодекадные трансформаторы напряжения и тока с комбинированным включением индуктивно связанных декад	131
4-6. Повышение точности плечевых отношений с помощью двухступенчатых трансформаторов напряжения и тока	135
4-7. Комплексный многодекадный плечевой элемент с индуктивно связанными декадами	138
Глава пятая. Экспериментальное определение погрешностей плечевых элементов с тесной индуктивной связью	139
5-1. Общие соображения по экспериментальному определению плечевых отношений	139
5-2. Определение плечевого отношения методом перестановки с использованием активных сопротивлений	141
5-3. Определение плечевого отношения с помощью образцового емкостного делителя напряжения	146
5-4. Определение плечевого отношения с помощью образцового индуктивного делителя с тесной связью	150
5-5. Особенности определения плечевых отношений трансформаторов и делителей напряжения	152
5-6. Особенности калибровки плечевых компараторов токов	160
5-7. Экспериментальное определение сопротивления и индуктивности рассеяния плечевых обмоток	162
Глава шестая. Трансформаторные измерительные мосты с уравниванием путем коммутации витков индуктивно связанных плеч	164
6-1. Основные схемы индуктивно связанных тетрад мостов с дискретным уравниванием	165
6-2. Простейшие схемы трансформаторных мостов, уравниваемых путем коммутации витков	169
6-3. Уравновешенные трансформаторные мосты с параллельным соединением индуктивных тетрад (декад)	177
	279

6-4. Уравновешенные трансформаторные мосты с последовательным соединением идентичных индуктивных тетрад	183
6-5. Уравновешенные трансформаторные мосты с бесконтактной коммутацией витков	186
6-6. Трансформаторные мосты с комбинированным дискретным уравновешиванием	192
6-7. Универсальные уравновешенные трансформаторные мосты	196
6-8. Линейно аппроксимирующий трансформаторный мост	201
6-9. Квазиуравновешенные трансформаторные мосты	205
Глава седьмая. Трансформаторные измерительные мосты с уравновешивающими резистивно-емкостными мерами переменного значения	219
7-1. Трансформаторные мосты для измерения малых емкостей	222
7-2. Трансформаторные мосты для измерения малых активных сопротивлений и индуктивностей	228
7-3. Высокочастотные универсальные трансформаторные мосты	236
Глава восьмая. Многомотовые измерительные цепи переменного тока	240
8-1. Специфические свойства многомотовых цепей	240
8-2. Многообмоточные измерительные трансформаторы напряжения	247
8-3. Цепь формирования компенсационного напряжения	251
8-4. Цепь с исследуемыми элементами	255
Литература	264

Цена 90 коп.